

Velká většina těch, kteří se začali zabývat o radiotechniku, zahajovala (a stále ještě zahajuje) svoji radioamatérskou „kariéru“ stavbou přijímače. Dříve se obvykle jednalo o „jednolampovku“ nebo krystalku, dnes staví začátečníci většinou reflexní přijímače nebo jednoduché přijímače-superhety s tranzistory. Obvykle však tito začátečníci postrádají a postrádali znalosti základů elektrotechniky a radiotechniky – konečně je ani nepotřebovali, byl-li návod ke stavbě, podle něhož pracovali, dostatečně pečlivě propracován. Složitější situace však nastala, pokusil-li se někdo z nich o stavbu

metrů totiž nejen že není na trhu, ale jak „věc“ vypadá, ještě dlouho nebude.

Koncepce přijímače je moderní, používají se obvody, které nejsou běžné v rozhlasových přijímačích (které jsou u nás na trhu) a konečně, přijímač je vypracován velmi pečlivě a vtipně i po mechanické stránce, což je většinou slabina amatérských konstrukcí.

Mechanická koncepce je jednoduchá a přitom funkčně naprosto vyhovující. Stavbu přijímače lze tedy doporučit všem, kteří mají jednak možnost přístupu k dobrým měřicím přístrojům (nebo kteří tyto přístroje vlastní) a

## NENÍ TO TAK SNADNÉ

složitějšího zařízení – při nedostatku vhodných měřicích přístrojů, základních znalostí z teorie obvodů a způsobů měření ani sebelepší návod ke stavbě nepomohl práci ke zdárnému dokončení. Ne, není to opravdu snadné zkonstruovat tranzistorový přijímač slušných vlastností, o tom se jistě přesvědčilo velké množství adeptů radiotechniky.

Z těchto důvodů je třeba předem upozornit na to, že konstrukce přijímače, popisovaná v tomto čísle RK, vyžaduje jednak nejen slušné základní znalosti z teorie radiotechnických obvodů, ale i značné praktické zkušenosti a v neposlední řadě i značné finanční náklady – výsledek je ovšem úměrný složitosti a nákladům. Přijímač podobných para-

jednak si dokáží poradit i tehdy, jestliže neseženou ty součásti, které autor použil v originální konstrukci. Samozřejmě předpokladem je pak dobrá znalost radiotechnických obvodů a praxe ve stavbě radiotechnických přístrojů. O tom všem se ostatně zmiňuje i autor v předmluvě, když si klade otázku, je-li možné doma, tak říkajíc „na koleně“, zkonstruovat dobrý tranzistorový přijímač. Jeho odpověď „Je to možné, ale dá to fušku“, nepotřebuje jistě další komentář.

Tak tedy závěrem: jste-li zkušenější konstruktéři, máte-li dostatek času, znalostí a peněz a chcete-li mít opravdu dobrý přijímač, pusťte se do stavby popisovaného přijímače – výsledek stojí za to!

# JAKOSTNÍ PŘIJÍMAČ

František Kyrš

V tomto čísle RK je popisován tzv. budicí tranzistorový rozhlasový přijímač (tuner). Konstrukce vznikla zcela prozaicky. Při zařizování nového bytu jsme si chtěli koupit vhodný přijímač v přiměřené cenové relaci – i při minimálních požadavcích na jeho technické a estetické parametry jsme však neuspěli. Po učení dosavadním stavem a vývojem trhu v této oblasti jsme si kladli otázku: je dobře koupit to, co se nám nelíbí? Má smysl čekat, objeví-li se náhodou výrobek, který by se nám hodil? Kolik bude stát? Při všech těchto úvahách se vtírala klíčová otázka: je možné v dnešní době zkonstruovat doma přijímač, který by při stejných nákladech jako je cena průměrného továrního výrobku (tj. asi 1 500 Kčs) dosahoval lepších parametrů?

Nyní, po uplynutí několika měsíců, je možno dát odpověď. Ano, je to možné, dá to však „fušku“.

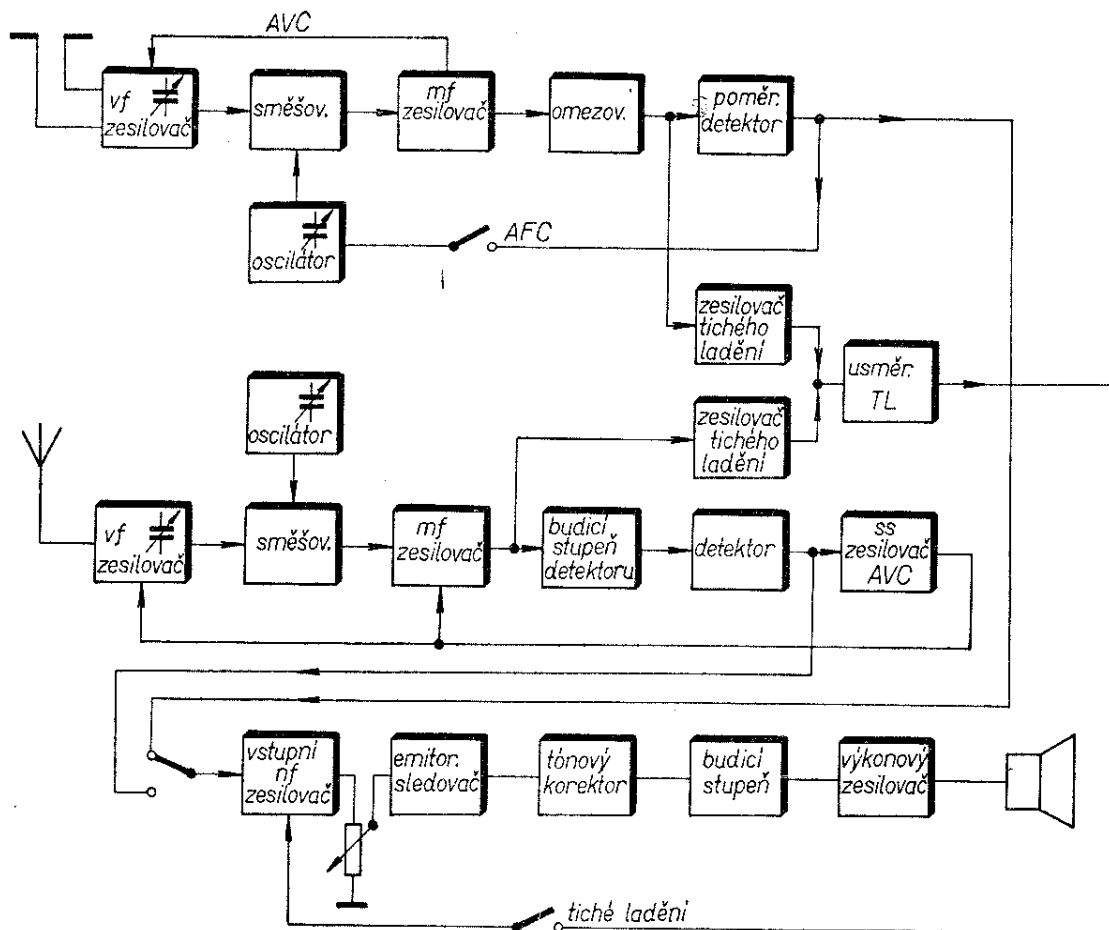
Úvodem ještě několik slov ke koncepci tohoto čísla. Amatérská konstrukce přijímačů je jistě stále nejrozšířenější a nejdělnější pole působnosti. Vyžaduje však určitý smysl pro improvizaci, tj. schopnost nalézt řešení, které v daných podmínkách nejlépe vyhoví. To je ostatně jedna z příčin, které činí tuto práci tvůrčí a zajímavou. Většina amatérů jistě z literatury aplikuje pouze to, co je zajímavá a co je pro ně reálné, ať již z hlediska možností finančních nebo technických atd. Proto při popisu přijímače vysvětluji podrobně především činnost klíčových obvodů. Tím se, podle mého názoru, stává práce užitečnou i pro ty čtenáře, kteří si na podobné konstrukce dosud netroufají.

## Koncepce přijímače

Volba koncepce je základním problémem konstrukce přístroje. V každém případě jde o určitý kompromis, ovlivněný současným stavem techniky v oboru, zkušenostmi konstruktéra, přístrojovým vybavením, stavem domácí dílny, časovými a finančními možnostmi atd. Je proto nutné této etapě návrhu věnovat nejvyšší pozornost.

Popisovaná konstrukce je v podstatě tranzistorový budicí přijímač (tuner), určený pro dva vlnové rozsahy, AM (SV) a FM (OIRT). Zásadním problémem návrhu bylo, je-li účelné vyvíjet stereofonní přijímač. Při snaze o objektivní názor lze stručně uvést asi toto: současný stereofonní systém je v podstatě dvoukanálová reprodukce. Umístění posluchače a reproduktorových soustav je v podmínkách běžných bytů značně kritické. V přenos klade značné požadavky na signál (intenzita pole), anténní soustavu i přijímač. Při snaze o dosažení jakostního příjmu naráží amatérská konstrukce na řadu potíží. Optimální realizace je bez dokonalého přístrojového vybavení velmi sporná. Po řadě úvah (také finančních), jsem se rozhodl pro stavbu monofonního přijímače s třípásmovou reprodukční soustavou, prostorově rozmístěnou v bytě. Plastický dojem při reprodukci je velmi sympatický. Náklady ušetřené za dekodér, druhý nf zesilovač a reproduktorovou soustavu byly částečně převedeny na dokonalejší řešení obvodů přijímače. Uvedené řešení je diskutabilní, domnívám se však, že z hlediska amatérských možností správné.

Konečné blokové schéma celého přijímače je na obr. 1.



Obr. 1. Blokové schéma přijímače

### Orientační funkční popis

**Rozsahy:** AM – SV,  
FM – OIRT (CCIR–K).

**Ovládací prvky:** ladění; první přepínač: SV, FM, FM – AFC; druhý přepínač: šumový filtr, normální funkce, tiché ladění; regulátor výšek, regulátor hloubek, fyziologický regulátor hlasitosti se síťovým spínačem.

### Rozsah SV

Vf zesilovač – 0C170, laděný vstup, řízeno zpožděným AVC, mf odladovač;  
směšovač – 0C170, indukční injekce napětí oscilátoru do emitoru;  
oscilátor – 0C170, samostatný s kapacitní zpětnou vazbou;  
mf zesilovač – propust se soustředěnou selektivitou, dvoustupňový zesilovač RC (2 × 0C170), řízen AVC;

detektor – 156NU70, inverzní stupeň, oboustranná diodová detekce obálky (2 × GA203);  
zesilovač AVC – ss zesilovač (KC509).

### Rozsah VKV

Vf zesilovač – GF505, zapojení se společnou bází, řízeno AVC;  
směšovač – GF506, zapojení se společným emitorem, kapacitní injekce napětí oscilátoru;  
oscilátor – GF501, samostatný, možnost AFC (KA201);  
mf zesilovač – dvoustupňový mf zesilovač (2 × 0C170), vazba pásmovými propustmi;  
omezovač – 0C170, s odporovou zátěží;  
detektor – 0C170, poměrový (2 × GA206).  
U obou rozsahů se používají k získání ovládacího napětí pro obvod tichého ladění (2 × GA203) samostatné zesilovače (MAA145, 0C170).

### Nf zesilovač

Vstupní zesilovač – KC509, možnost ovládání signálem tichého ladění, filtr šumu, fyziologická regulace;  
emitorový sledovač – 107NU70;  
tónový korektor – zpětnovazebního typu (107NU70);  
výkonový stupeň – beztransformátorové zapojení – tyristorová pojistka ( $3 \times$  KF506, 103NU71, GC509,  $2 \times$  KU601, KT501).

### Zdroj

Graetzův můstek, napájení vf obvodů stabilizováno Zenerovou diodou ( $4 \times$  KY702, 6NZ70).

Z uvedených údajů vyplývá, že vf obvody pro oba rozsahy jsou od antény po detekci zcela odděleny. Odpadají tak problémy při přepínání signálů na vf úrovni, což je u amatérských konstrukcí často zdrojem potíží. Hlavní předností této koncepce je však možnost optimální volby zapojení obvodů bez ohledu na vzájemnou návaznost. Nedostatkem je potřeba většího počtu tranzistorů a tím i vyšší náklady. Útěchou může být skutečnost, že jakostní výrobky zahraničních firem jsou konstruovány obdobně.

Konstrukčně je přijímač členěn do čtyř samostatných jednotek:

Vf obvody – jednotka obsahuje vf a pomocné obvody obou rozsahů na desce s plošnými spoji.

Mf obvody – tento díl se skládá z mf zesilovačů obou rozsahů, detekčních obvodů a obvodů tichého ladění. Díl je na desce s plošnými spoji.

Nf zesilovač – celý nf zesilovač mimo ovládací prvky a koncové tranzistory je na jedné desce s plošnými spoji.

Zdroj – je zhotoven klasickou drátovou technikou.

### Koncepce přijímače AM

Úplné schéma dílu AM je na obr. 2. Signál, zesílený vstupním laděným vf zesilovačem, se zavádí do směšovače. Oscilátor je samostatný. Selektivní obvod dvoustupňového mf zesilovače je

tvořen dvojitou pásmovou propustí. Detektor je napájen z inverzního stupně. Pro zabezpečení funkce AVC se používá jednoduchý ss zesilovač.

### Vysokofrekvenční zesilovač

Chceme-li dostatečně využít citlivosti přijímače, je vhodné při určitých požadavcích na poměr signál/šum použít vf zesilovač, který při příjmu slabých signálů díky svému zisku zvětšuje účinnost směšovače. Vzhledem k tomu, že na trhu není trojnásobný ladicí kondenzátor, který by se dal použít také pro VKV, použil jsem dvojitý kondenzátor Tesla 1 PN 705 26, který se běžně prodává. Výstup preselektoru je proto aperiodický (neladěný). Vstupní obvod LC je řešen poněkud nezvykle. Na obr. 3a je běžná kapacitní vazba obvodu LC s anténou. Určíme si, jaký průběh má činitel přenosu tohoto zapojení. Při  $C_v < 5$  pF nemusíme z hlediska tlumení nebo nežádoucího rozladování laděného obvodu uvažovat náhradní obvod antény. V pásmu SV jsou oba okrajové kmitočty přibližně

$$f_{\max} \doteq 1,5 \text{ MHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\min}}},$$

$$f_{\min} \doteq 0,5 \text{ MHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\max}}},$$

poměr kmitočtů

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{1,5}{0,5} = 3.$$

Odpovídající poměr minimální a maximální kapacity laděného obvodu je potom

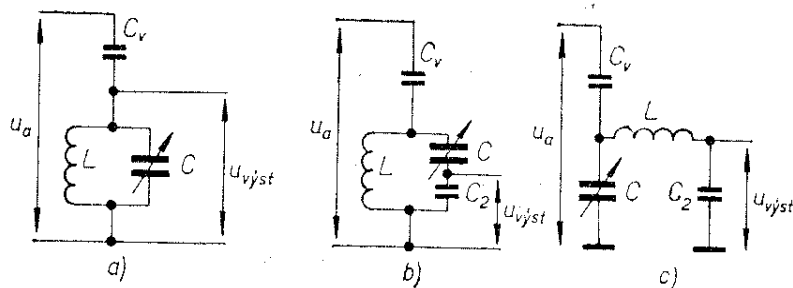
$$\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 3, \quad \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 9.$$

Činitel přenosu

$$K_{p1} \sim Q_{\text{ef}} \frac{C_v}{C},$$

kde  $Q_{\text{ef}}$  je efektivní činitel jakosti obvodu LC,





Obr. 3. Kapacitní vazba obvodu LC s anténou

- $C$  nastavená kapacita ladícího kondenzátoru,  
 $C_v$  kapacita vazebního kondenzátoru.

V uvažovaném rozsahu (0,5 až 1,5 MHz) je tedy  $\Delta K_{p1} = 9$ , tzn., že přenosový poměr je na horním okraji pásma devětkrát větší než v okolí  $f_{\min}$ , což je velkou nevýhodou tohoto často užívaného a v amatérské praxi zvláště oblíbeného způsobu anténní vazby. Zapojení použité v popisovaném přijímači si však můžeme překreslit (obr. 3b). Přenos nezátíženého děliče  $C, C_2$

$$K_{p2} = \frac{C}{C + C_2} \doteq \frac{C}{C_2} \quad (C \ll C_2);$$

pro změnu

$$\frac{C_{\min}}{C_{\max}} = \frac{1}{9}$$

je změna činitele přenosu děliče

$$\Delta K_{p2} = \frac{\frac{C_{\min}}{C_2}}{\frac{C_{\max}}{C_2}} = \frac{1}{9}.$$

Vidíme, že přenos děliče  $\frac{C}{C_2}$  je inverzní vůči  $\frac{C_v}{C}$ ; celkový přenos anténního napětí  $u_a$  na výstupní napětí  $u_{vyst}$  je tedy

$$K \sim Q_{ef} \frac{C_v}{C_2} = \text{konst.}$$

V celém proladovaném pásmu lze tedy při vhodné volbě obvodových prvků dosáhnout konstantního přenosu a tím i rovnoměrné citlivosti přijímače. Protože ladící kondenzátor, který používáme v při-

jímači, musí mít v každém případě uzemněný rotor, překreslíme si zapojení podle obr. 3c. Úprava spočívá v přemístění zemního konce obvodu a nemá na funkci žádný vliv, protože  $C_2 \gg C_v$ . Aby byl zachován dostatečný efektivní činitel jakosti obvodu LC, je třeba kondenzátor  $C_2$  volit tak, aby jeho kapacitní odpor byl menší než vstupní odpor tranzistoru (vyhoví kondenzátor řádu  $10^4$  pF).

Výhodou popsaného uspořádání je univerzálnost připojení na různé antény bez nebezpečí kmitočtového rozladění nebo nežádoucího tlumení vstupního obvodu. Tento vstupní obvod je také možno nastavovat bez umělé antény. Konstrukční provedení je pro amatérské podmínky výhodné, neboť odpadá anténní vinutí a laborování s nastavením vazby. Je také možno ocenit dobré potlačení zrcadlových kmitočtů v horní (kritické) části rozsahu SV, což je velmi užitečné, neboť zrcadlová selektivita je určena pouze vstupním obvodem.

Obraťme pozornost zpět ke schématu na obr. 2. Ve vf zesilovači se řídí zisk (AVC) zmenšováním emitorového proudu  $I_E$ . Tato metoda se v experimentálním stadiu ukázala jako nejvhodnější z řady důvodů, zejména však z hlediska odolnosti vůči křížové modulaci. K řízení zisku zmenšováním  $U_{CE}$  jsou běžné tranzistory nevhodné. Řídicí napětí AVC se zavádí do obvodů přes zpožďovací hrotovou diodu. Při slabém signálu je dioda uzavřena a prakticky se neuplatňuje. Se zvětšováním úrovně vstupního signálu se ovládacím napětím ze stupně AVC ruší závěrné polarizační napětí, dioda se otevírá a tím dochází k „přivírání“ tranzistoru. Rozsah a počátek regulace jsou určeny stejnosměrnými poměry v obvodech. Zátěž vf zesilovače je aperi-

dická, odporová. Na výstupu zesilovače je zařazen sériový filtr  $LC$ , který kromě své původní funkce (potlačení mf kmitočtu) přispívá ke stabilitě směšovače, neboť zmenšuje zpětné směšování. Užitečnou vlastností vf zesilovače je rovněž potlačení vyzařování oscilátoru do antény, což u tranzistorových zařízení není zanedbatelné.

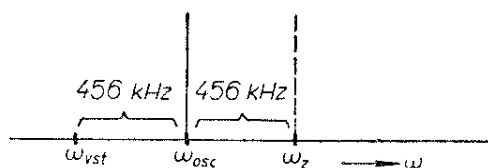
### Směšovač

Zavedeme-li na aktivní prvek (tranzistor) dvě napětí  $u_{vst}$ ,  $u_{osc}$  různých kmitočtů  $\omega_{vst}$ ,  $\omega_{osc}$ , přičemž alespoň jedno z nich vybudí prvek do nelineární oblasti, dochází ke směšování. Pro nás je užitečná pouze rozdílová složka těchto signálů

$$\omega_{mf} = \omega_{osc} - \omega_{vst},$$

což je mf kmitočet. Vybuzení tranzistoru nezávisle na úrovni  $u_{vst}$  zabezpečuje vhodně nastavená velikost  $u_{osc}$ .

Zmiňme se alespoň okrajově o vzniku a problematice rušení zrcadlovými kmitočty. Na obr. 4 je na vodorovné ose určitý kmitočet oscilátoru, odpovídající právě naladěnému kmitočtu oscilátoru přijímače. Potom vstupní obvod je naladěný o mf kmitočet níže ( $\omega_{vst}$ ). Rozdíl obou kmitočtů je mf kmitočet. Uvážíme-li, že jakost vstupních obvodů není nekonečná, může dojít (a také dochází) k paradoxu: i když na kmitočtu  $\omega_{vst}$  nevysílá žádná stanice, lze při tomto nastavení ladicího kondenzátoru zachytit signál, jehož nosný kmitočet je rozdílný od  $\omega_{vst}$ . Uvedený jev vzniká tím, že na vstup směšovače následkem nedokonalosti vstupních obvodů pronikne signál „zrcadlového“ kmitočtu  $\omega_z$  (zrcadlový vůči naladěnému kmitočtu  $\omega_{vst}$  podle



Obr. 4. Vznik zrcadlových kmitočtů

osy  $\omega_{osc}$ , obr. 4), který s kmitočtem oscilátoru  $\omega_{osc}$  dává

$$\omega_z - \omega_{osc} = \omega_{mf}$$

opět mezifrekvenční kmitočet.

Rušení signály zrcadlových kmitočtů je velmi nepříjemná záležitost (především na krátkých vlnách, také však v horní části pásma SV). Jedinou cestou, jak u běžných spotřebních přijímačů čelit zrcadlovým kmitočtům, jsou kvalitní vstupní obvody.

Zapojení směšovačů je celá řada. Každý má své přednosti i nedostatky. U přijímačů vyšších jakostních tříd se téměř výlučně používá oddělený oscilátor, čímž se vylučuje ovlivňování kmitočtu oscilátoru vstupním signálem. Jednotlivá zapojení se liší především způsobem injekce oscilačního napětí – v našem případě se používá indukční vazba do emitoru. Tento způsob je výhodný vzájemným oddělením vstupu a oscilátoru. Volnou vazbou a velkým sestupným převodem je možno dosáhnout nepatrného zatížení oscilátoru. Injekce oscilátorového napětí byla z hlediska směšovací účinnosti a omezení vedlejších směšovacích produktů nastavena asi na 100 mV. Zátěží směšovače je propust se soustředěnou selektivitou.

### Místní oscilátor

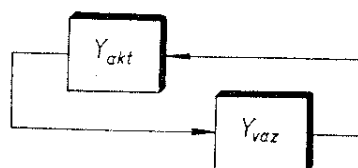
Pro vznik a trvání oscilací platí obecně amplitudová a fázová podmínka

$$\beta A = 1,$$

$$\Delta\varphi = 0^\circ;$$

jejíž platnost zabezpečuje pasivní zpětnovazební prvek v obvodu. Sestavíme-li tedy matici soustavy (obr. 5)

$$Y = Y_{akt} + Y_{vaz},$$

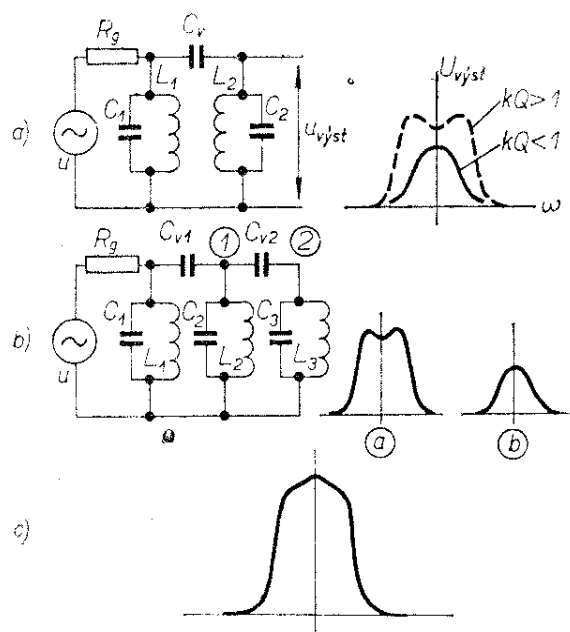


Obr. 5.

musí se její determinant rovnat nule, což platí komplexně, tedy pro reálnou i imaginární složku. Oscilátor se nejčastěji řeší graficko-početními metodami, což se vymyká rámci tohoto RK. Vazební člen může být podle druhu zapojení indukčního nebo kapacitního charakteru. V našem případě používáme neobvyklé zapojení tranzistoru se společnou bází a kapacitní vazbou, především z hlediska snadného zhotovení cívky rezonančního obvodu. Zpětná vazba je volná, aby oscilační napětí obsahovalo co nejméně vyšších harmonických složek. Rovněž vazba na směšovač je volná, což je podmínkou pro dosažení velké efektivní jakosti rezonančního obvodu. Postačující kmitočtová stabilita je zabezpečena napájením ze stabilizovaného zdroje. Souběh oscilátoru se vstupním laděným obvodem zabezpečuje padding (470 pF). Smysl a princip souběhu jsou popsány v řadě základních příruček, proto se tímto problémem nebudeme zabývat.

### Mezifrekvenční zesilovač

Koncepce mf zesilovače je ovlivněna snahou po dosažení zvýšené odolnosti



Obr. 6. Pásmové propusti jednoduchá (a) a dvojitá (b) a útlumová charakteristika propusti (c)

přijímače vůči křížové modulaci, jejíž podstatu lze popsat asi takto: zavedeme-li na vstup přijímače dva signály, užitečný a rušící (u obou předpokládáme amplitudovou modulaci), přičemž amplituda rušícího signálu je podstatně větší než signálu žádoucího,  $u_2 > u_1$ , dochází při vybuzení aktivního prvku (tranzistoru) do nelineární oblasti k ovlivňování jeho pracovních podmínek a tím i kolektorového proudu modulací nežádoucího signálu. Tento jev nastává nezávisle na kmitočtech (popř. vzájemné kmitočtové vzdálenosti) obou signálů. Ovlivňování užitečného signálu modulační složkou rušícího signálu je podstatou křížové modulační. Za normálních podmínek je těžiště vzniku křížové modulační v mf zesilovači, což je dáno potřebnou úrovní nežádoucího signálu pro vybuzení tranzistoru mimo lineární oblast. Pokud již ke křížové modulaci dojde, není možné ji žádným způsobem odstranit. Je tedy vhodné použít na vstupu mf zesilovače prvek s maximální selektivitou, aby byl rušící signál dostatečně potlačen dříve, než může dosáhnout účinné úrovně. Problematika křížové modulační je u tranzistorových zařízení kritická především v důsledku „krátkých“ vstupních charakteristik tranzistorů (ve srovnání s elektronkami).

V popisovaném přijímači je veškerá selektivita mf dílu soustředěna v dvojnásobné pásmové propusti na jeho vstupu. Složitější obvody se při experimentálním ověřování jeví jako nevhodné pro obtížné nastavování a velký útlum (nevýhoda z hlediska poměru signál/šum). Návrh vícenásobné mf propusti vyžaduje znalost syntézy obvodů a je mimo naše možnosti. Základní vysvětlení funkce je však jednoduché. Na obr. 6a je jednoduchá pásmová propust s kapacitní vazbou. Při  $kQ < 1$  je vazba podkritická a útlumová charakteristika má jeden vrchol. Přenos obvodu je úměrný  $kQ$ , při  $kQ = 1$  je maximální. Při  $kQ > 1$  má charakteristika dva vrcholy a strmější pokles boků. Amplituda vrcholů (prosedlání) a šířka pásma (3 dB) jsou opět úměrné součinu  $kQ$ . Představme si nyní obvod podle obr. 6b. Bude-li vazba mezi obvody  $L_1, C_1 - L_2, C_2$  nastavena tak, aby  $kQ > 1$  (vazba nadkritická), dosta-



neme v bodě 1 průběh *a*. Vazba mezi obvody  $L_1, C_1 - L_3, C_3$  bude za podmínek

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 \\ C_{v1} = C_{v2}$$

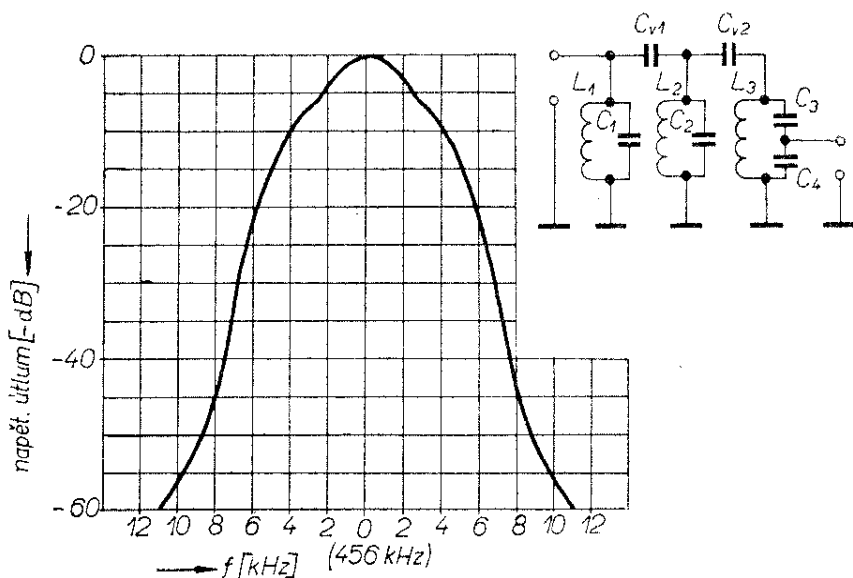
poloviční, tedy podkritická. Za nepřítomnosti obvodových prvků  $L_2 C_2$  bychom tedy v bodě 2 dostali průběh *b*. Z hlediska celé propustě můžeme (při značném zjednodušení) považovat obvod  $L_2 C_2$  za proměnný odpor, který je funkcí kmitočtu. Výsledná útlumová charakteristika celé propustě je dána složením obou průběhů z obr. 6b (obr. 6c). Na obr. 7 je propust, použitá v našem přijímači. Jednotlivé obvodové prvky mají tyto vlastnosti:

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = 120, \\ L_1 = L_2 = L_3 = 260 \mu\text{H}, \\ C_1 = C_2 = C_3 = 470 \text{ pF}, \\ C_{v1} = C_{v2} = 8,2 \text{ pF}, \\ C_4 = 47 \text{ nF}.$$

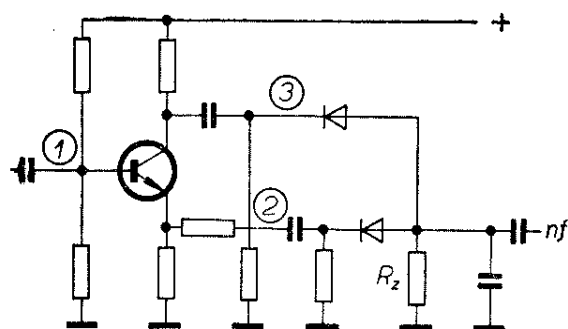
Malá vodivost  $y_{22}$  tranzistoru 0C170 v oblasti 0,5 MHz dovoluje připojení kolektoru přímo na živý konec  $L_1 C_1$ . Naproti tomu vstup mf zesilovače je na filtr připojen přes kapacitní dělič asi 1:100. V amatérských podmínkách je prakticky nemožné přesně změřit útlumovou charakteristiku podobné propusti. Charakteristika (obr. 7) se u vzorku měřila bod po bodu, kontrolu kmitočtu zajišťoval digitální čítač pulsů. V praktické

části si však uvedeme jednoduchou metodu, zabezpečující optimální nastavení propusti bez potřeby kontroly kmitočtu nebo speciálního rozmítače. Na propust se soustředěnou selektivitou navazuje první mf stupeň, tvořený zesilovačem RC. Zatěžovací odpor  $R_z$  byl určen experimentálně, z průběhu práce lze vyvodit tyto závěry: se zvětšujícím se  $R_z$  se zmenšuje  $R_{vst}$  a zvětšuje se výkonové zesílení  $A_p$ . Vzhledem k řízení zisku zmenšováním  $I_E$  je vhodné alespoň přibližně zachovat podmínku napětového napájecího zdroje, tj.  $R_{zss} \rightarrow 0$ . V tomto případě se také optimalizují podmínky vzájemného ovlivňování vstupu a výstupu. Po shrnutí těchto hledisek byl zvolen  $R_z = 2,2 \text{ k}\Omega$ ; základní  $I_E = 1,5 \text{ mA}$ .

Druhý stupeň mf zesilovače byl původně navržen rovněž s odporovou zátěží, objevil se však problém s pronikáním signálu oscilátoru do mf, což se nepříznivě projevovalo především v činnosti AVC, jež dodávalo regulační napětí určité velikosti i bez přítomnosti vstupního signálu. Proto zátěž druhého mf stupně tvoří obvod LC, zabezpečující pouze potlačení napětí oscilátoru. Obvod je poměrně silně tlumen, aby byl celý stupeň dokonale stabilní – proto se na průběhu útlumové charakteristiky celého mezifrekvenčního zesilovače prakticky nepodílí. Regulační napětí AVC pro druhý stupeň se s výhodou odebírá z emitoru prvního mf zesilovače.



Obr. 7. Charakteristika pásmové propusti se soustředěnou selektivitou



Obr. 8. Detekce signálu AM

### Detektor

Neobvyklé zapojení detektoru má některé dobré vlastnosti, především větší odolnost vůči některým druhům atmosférického rušení a flukтуаčním signálům. V zásadě je možno uvést, že potlačuje ty druhy rušení, jež jsou schopny změnit původní ss složku užitečného vf signálu. Míra potlačení nežádoucích signálů je závislá na jejich charakteru a velikosti. Celá problematika je velmi složitá, uvedeme si pro názornost zjednodušený příklad.

Nejprve popis základní funkce (bez přítomnosti rušícího signálu): ze schématu na obr. 8 je zřejmé, že detektor je napájen z inverzního stupně. Na bázi tranzistoru (bod 1) je tedy při naladění stanice (předpokládáme sinusový modulační signál) průběh podle obr. 9a. Kladná půlvlna je pro orientaci vyšrafována. Je užitečné připomenout, že ss složka samotného vf signálu AM je (nezávisle na hloubce a charakteru modulace) vždy konstantní, nulová, což platí tehdy, pokud nedojde k nelineárnímu zkreslení. Na výstupech invertoru jsou potom průběhy shodné, vzájemně fázově otočené o  $180^\circ$ , bodu 2 odpovídá průběh na obr. 9b, bodu 3 na obr. 9c. Signály obou průběhů (b, c) se detekují a „skládají“ se na odporu  $R_2$ , obr. 9d; říkáme, že oboustranně detekujeme obálku.

Charakter většiny poruch je obvykle náhodný, chaotický, např. podle obr. 9e. Pro snadnější orientaci si zavedme idealizovaný rušící signál tvaru pravoúhlých pulsů (obr. 9f), který (pokud ovšem nebude mít takovou úroveň, aby v některém stupni přijímače působil nežádoucí

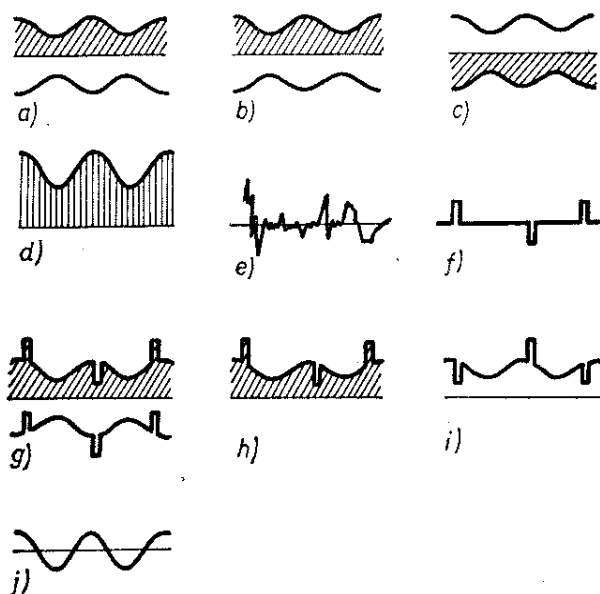
AM) vytvoří s užitečným signálem superpozici signál podle obr. 9g. Jednotlivé detekované signály mají tvar podle obr. 9h, i; výsledný nf signál, zbavený ss složky je na obr. 9j. Rušení je odstraněno nebo alespoň potlačeno. Uvedený příklad je samozřejmě ideální. Při zkouškách, kdy byly simulovány různé druhy rušení, prokázalo zapojení svoji životaschopnost a obstálo rovněž při praktických srovnávacích zkouškách s přijímačem s běžnou detekcí.

V konkrétním zapojení se ss složkou detekovaného signálu ovládá zesilovač AVC, který se musí se zvětšujícím se signálem zavírat – stejnosměrná složka detekovaného nf napětí musí tedy být (v našem případě) záporná. Odporový dělič  $390\ \Omega$ ,  $6,8\ k\Omega$  zabezpečuje základní nastavení regulačního tranzistoru KC509.

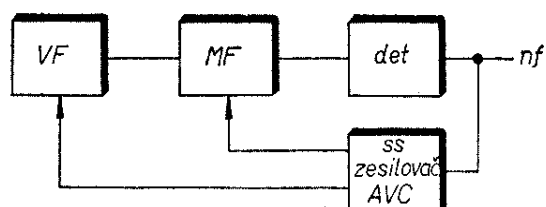
### Automatické vyrovňávání citlivosti

Celá koncepce kvalitního tranzistorového přijímače AM naráží ve srovnání s elektronkovou verzí na problém udržet systém v celém rozsahu úrovní vstupního signálu ( $\mu V$  až stovky  $mV$ ) v lineárním režimu.

V zahraničí se pro řízené stupně používají speciální tranzistory (např. AF109,



Obr. 9. Průběhy napětí v obvodu detektoru a inverzního stupně



Obr. 10. Blokové schéma AVC

AF180), jejichž obdobu zatím postrádáme. Řešení obvodů AVC je proto poněkud složitější.

Na blokovém schématu (obr. 10) je zvolená koncepce. AVC reguluje dva stupně. V obou stupních zmenšuje AVC zesílení tranzistoru jeho zavíráním, tj. zmenšením  $I_E$  – kromě jiných změn se přibližně lineárně zmenšuje parametr  $y_{21E}$ . V celém rozsahu regulace působí pouze smyčka, zavedená do mf zesilovače. Smyčka, zavedená do vstupního vf zesilovače, je pro slabé signály uzavřena inverzní polarizací diody  $D_1$  (GA203). Je to určitá obdoba zpožděného AVC u kanálového voliče v televizním přijímači (důsledkem je příznivý poměr s/s). Od určité úrovně vstupního signálu (asi 1 mV) dochází k rychlému otevírání diody a tím k regulaci tranzistoru vf zesilovače. Nelineární charakteristika diody  $D_1$  nepůsobí vzhledem k úrovni vstupního signálu zkreslení.

Vhodným rozvržením z sků jednotlivých stupňů a ss úrovní se dosáhlo spolu s dostatečnou účinností regulace i uspokojivé činnosti přijímače v širokém rozsahu úrovní vstupního signálu. Funkce ss zesilovače AVC je zcela jednoduchá (obr. 2). Děličem 6,8 kΩ, 390 Ω je nastaven úbytek napětí na odporu 1,2 kΩ asi 2 V, tranzistor KC509 je pootevřen. V závislosti na úrovni přijímaného signálu se tranzistor ss složkou detekovaného napětí zavírá. Proměnné napětí na odporu 1,2 kΩ se používá k regulaci. Kondenzátor 50 μF filtruje regulační napětí a spolu s obvodovými prvky určuje časovou konstantu AVC.

Regulační charakteristika AVC je na obr. 11.

K ucelenému popisu dílu AM zbývá popsat funkci vf zesilovače pro obvod tichého ladění (TL). V tomto stupni se

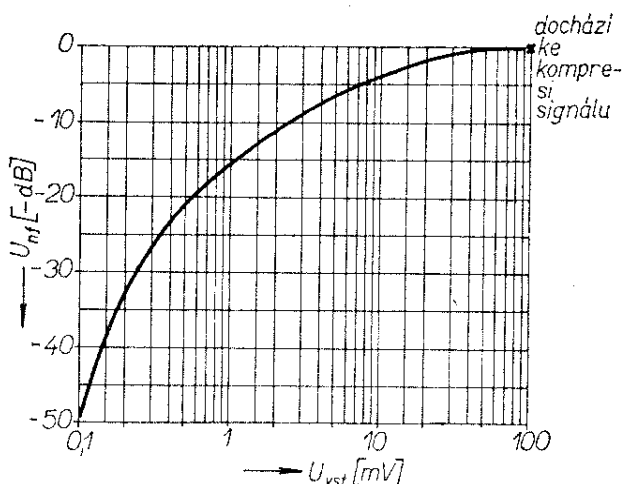
používá lineární integrovaný zesilovač MAA145. Jeho předností je velký zisk ( $A_u > 60$  dB), což umožňuje udělat vazbu na mf zesilovač velmi volnou (dělič 2,2 pF, 6,8 nF). Velikostí poměru kapacit děliče lze individuálně upravovat mez „nasazení“ tichého ladění. Funkce obvodu TL bude popsána samostatně.

Údaje o konstrukčním provedení dílu AM, naměřené údaje, postup při oživování a nastavování si uvedeme v praktické části.

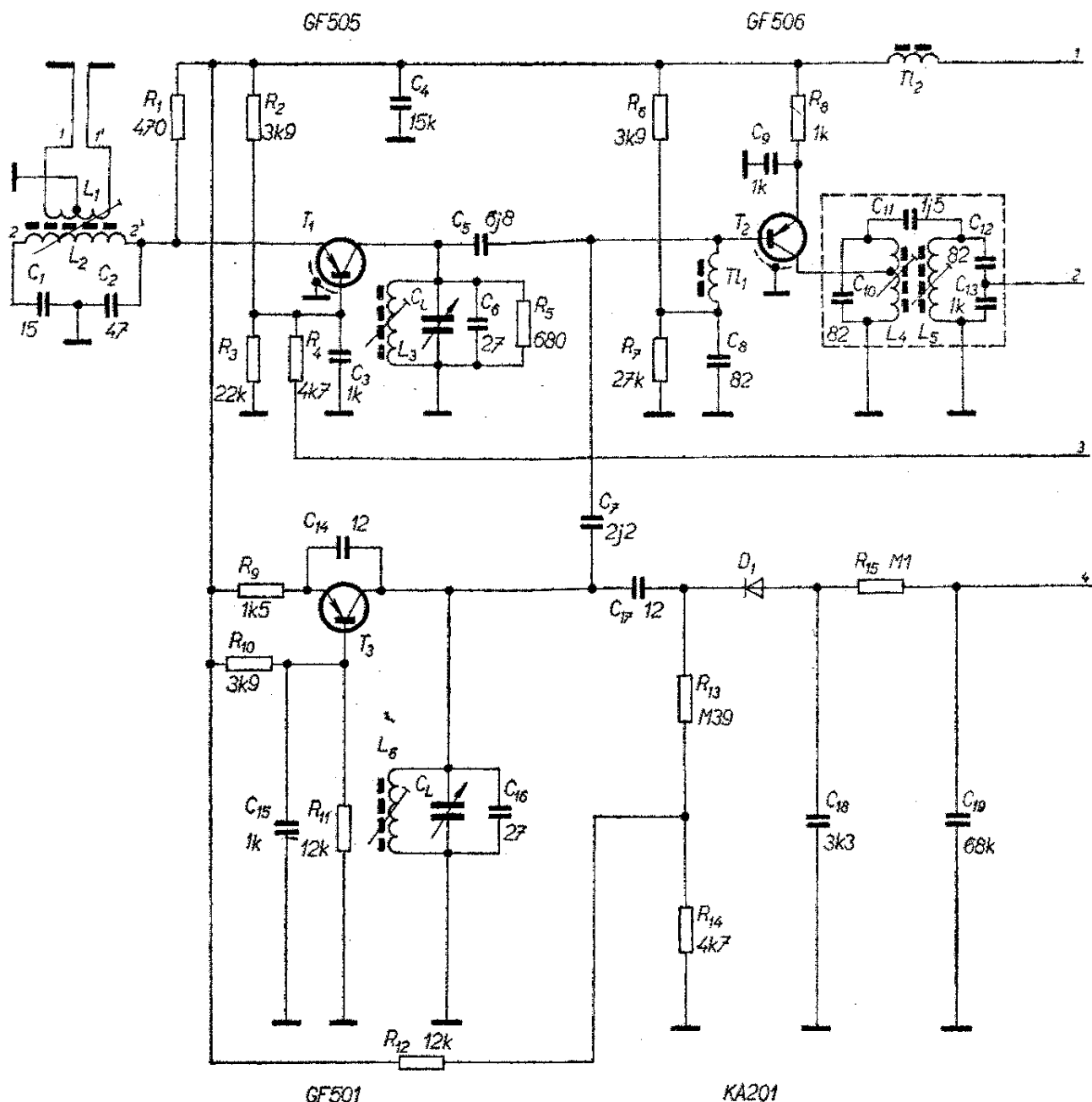
## Přijímač VKV

Při realizaci přijímače VKV nejvíce postrádáme moderní součástkovou základnu, ať už jde o vícenásobné ladicí kondenzátory, tranzistory řízené polem, filtry bez indukčnosti, nebo integrované mf zesilovače atd.

Původní zapojení mělo oproti obr. 12 poněkud jinou koncepci. V podstatě se jednalo o přijímač s dvojím směřováním a detektorem počítačím typu. Snaha o dosažení optimálních parametrů při jednoduchém nastavení a možnost užití AFC (samočinné doladění kmitočtu) však postupně vedla k návratu ke klasickým metodám. Celý díl VKV je dokonale stabilní, není zapotřebí žádných stínících bloků a složitého laborování při uvádění do chodu. To jsou, alespoň podle mého názoru, vlastnosti nutné k tomu, aby bylo možno zaručit úspěšný výsledek práce v průměrných amatérských podmínkách. Výsledné parametry zapojení na obr. 12 jsou velmi slušné.



Obr. 11. Regulační charakteristika AVC

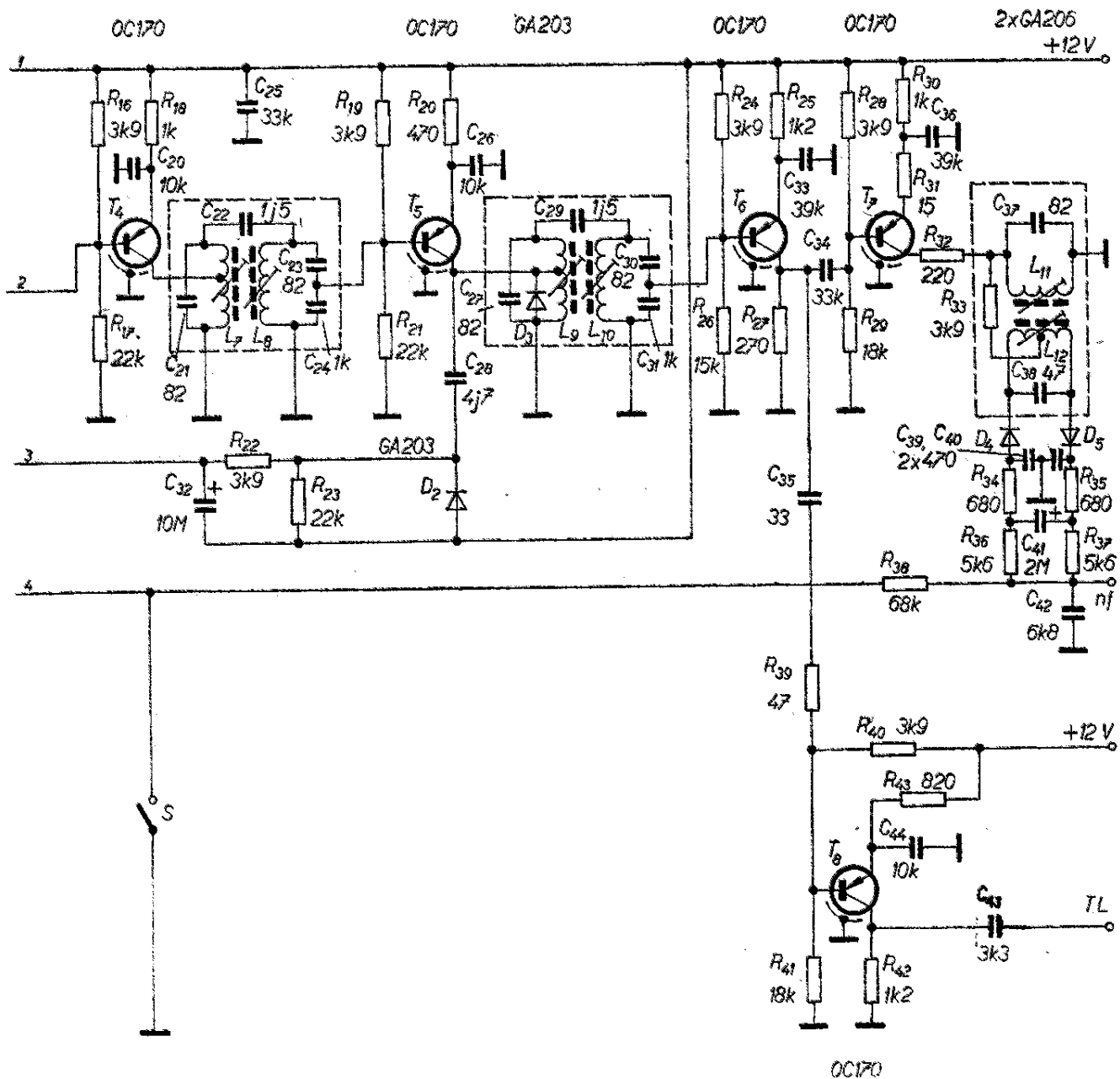


### Vf zesilovač

Vf zesilovač je řešen jako jednostupňový (GF505) v zapojení se společnou bází. Toto zapojení je výhodné, neboť bez nároků na přístrojové vybavení umožňuje dosáhnout malého šumového čísla přijímače. Při použití pevně laděného vstupu (k dispozici máme pouze dvojitý ladící kondenzátor  $2 \times 15 \text{ pF}$ ) je zapojení nenáročné na nastavení a je dostatečně stabilní. Kolektorovou zátěží zesilovače je laděný obvod LC. Z hlediska dosažení

souběhu a stability v celém proladovaném pásmu je volena útlumová charakteristika tohoto obvodu poměrně široká (1 MHz/3 dB). Obvod se tlumí odporem  $680 \Omega$ .

Vraťme se ke vstupnímu obvodu – ten je pevně naladěn zhruba na střed pásma. Důležitou vlastností vstupního obvodu je jeho schopnost zabezpečit správné impedanční přizpůsobení antény, což je důležité k zamezení vzniku stojatých vln. Přizpůsobení je zde dosaženo transformačním převodem  $L_1/L_2$  a děličem  $C_1/C_2$ .



Obr. 12. Zapojení přijímače VKV

Obvod vstupu je tedy řešen takto (obr. 13): jakost nezatíženého obvodu  $L_2C_1C_2$  je poměrně dobrá ( $Q \approx 60$ ). Potom dělicím poměrem určíme obvodu (zatíženému vodivostí  $g_{11b}$ ) efektivní vodivost na svorkách 2,2'

$$G_{ef} = \frac{1}{300} \quad (\text{S}).$$

Za předpokladu transformačního převodu  $p = \frac{n_1}{n_2} = 1$  je na svorkách 1,1' im-

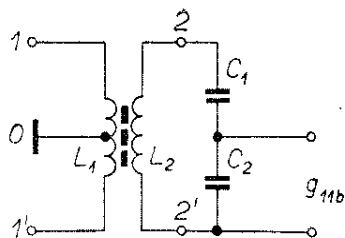
pedance  $300 \Omega$ , anténa je tedy správně zakončena. Anténa o charakteristické impedanci  $75 \Omega$  (souosý kabel) může být vzhledem k poměru

$$\left( \frac{n_{1,1}}{n_{1,0}} \right)^2 = 4$$

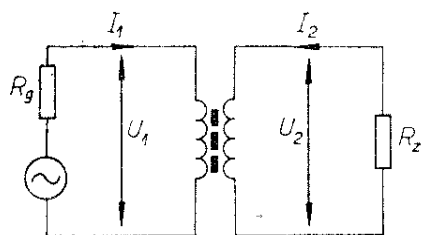
připojena přímo mezi svorky 1,0, popř. 1',0.

Pro dosažení impedance  $300 \Omega$  na svorkách 1,1' platí

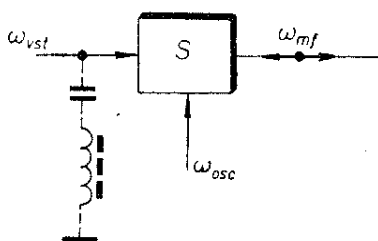
$$R_K = \frac{5}{70} \cdot 13$$



Obr. 13. Vstupní obvod přijímače VKV



Obr. 14. Rovnost výkonů na transformátoru



Obr. 15. Zpětné směšování

$$\frac{1}{300} = p_1 p_2 g_{11b},$$

kde  $p_1 = 1$  a  $p_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ;  
potom

$$p_2 = \frac{1}{300 g_{11b}}.$$

Ladicí kapacitu  $C_0$  určíme z podmínky rezonance  $C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}$ . Dílčí kapacity

$$C_1 = \frac{C_0}{1 - p_2} \text{ a } C_2 = \frac{C_0}{p_2}.$$

Na tomto místě se zmiňme o transformování impedancí, které je úměrné čtverci poměru závitů. Tento fakt si řada amatérů neuvědomuje. Jednoduše se o tom přesvědčíme při uvážení rovnosti výkonů

na transformátoru (obr. 14). V ideálním případě (při zanedbání ztrát)

$$U_1 I_1 = U_2 I_2,$$

$$p = \frac{U_2}{U_1} = \frac{n_2}{n_1},$$

$$U_1 I_1 = p I_2 U_1,$$

$$I_2 = \frac{p U_1}{R_z},$$

$$\frac{U_1^2}{R_g} = \frac{p^2 U_1^2}{R_z},$$

$$p^2 = \frac{R_z}{R_g} = \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2.$$

Pokud chceme ze sekundární strany libovolného transformátoru odebrat maximální výkon, je třeba dosáhnout impedanceho přizpůsobení, pro něž platí

$$\frac{R_z}{R_g} = \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 = p^2.$$

### Směšovač

Směšovač pracuje v zapojení se společným emitorem. Na vstupní zesilovač je navázán volnou kapacitní vazbou. Transistorové směšovače vykazují ve zvýšené míře vlastnost zvanou zpětné směšování. Jeho vznik si ukážeme na obr. 15. Při správné činnosti směšovače získáme mf kmitočet

$$\omega_{osc} - \omega_{vst} = \omega_{mf};$$

signál mf kmitočtu však vnitřními i vnějšími vodivostmi a kapacitami ( $g_{12E}$ ,  $C_{12E}$ ) proniká zpět na vstup směšovače, kde spolu s kmitočtem oscilátoru

$$\omega_{osc} - \omega_{mf} = \omega_{vst}$$

dává vznik novému vstupnímu signálu, fázově posunutému vůči signálu původnímu. Proto se na vstupu směšovače používá sací obvod LC, laděný na mf kmitočet, jenž podstatně zmenšuje úroveň zpětného směšování. Jakost obvodu volíme podle vztahu

$$Q_{ef} < \frac{f_{mf}}{B_{mf}},$$

(kde  $B_{mf}$  je šířka pásma mf zesilovače), přičemž lze  $Q_{ef}$  s výhodou ovlivnit vhodnou kombinací stabilizačních odporů  $R_a$ ,  $R_b$  tak, aby

$$Q_{ef} = \frac{1}{\omega LG} = \frac{\omega C}{G},$$

$$\text{kde} \quad G = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b}.$$

Injekce oscilačního napětí je zavedena přes kondenzátor (stejně jako vstupní signál) do společné elektrody – báze.

### Oscilátor

Oscilátor je jednoduchý, v obvyklém provedení s kapacitní vazbou. Kolektor tranzistoru je navázán na oscilační obvod přímo, bez odbočky. Obvod oscilátoru je doplněn samočinným doladováním kmitočtu (AFC) kapacitní diodou – varikapem. Varikap je v podstatě křemíková difúzní dioda, polarizovaná v závěrném směru. Změnou úrovně ss polarizačního napětí se mění tloušťka přechodové vrstvy, což se při určité permitivitě materiálu rovná změně kapacity. Zmenšováním polarizačního napětí se tloušťka vrstvy zmenšuje, kapacita se zvětšuje. Varikap je značně nelineární prvek. Činitel jakosti se při zmenšování závěrného napětí zmenšuje. Základní polarizační napětí určené odporovým děličem 12 kΩ, 4,7 kΩ bylo zvoleno asi 4 V. V této oblasti je charakter kapacitních změn (v závislosti na napětí) pro naše účely prakticky lineární, rovněž činitel jakosti a teplotní sta-

bilita jsou vyhovující. Základní funkce AFC je jednoduchá (obr. 16). Zvýší-li se např. kmitočet oscilátoru o  $\Delta\omega_{osc}$ , změní se mf kmitočet

$$\omega_{mf} = \omega_{osc} + \Delta\omega_{osc} - \omega_{vst},$$

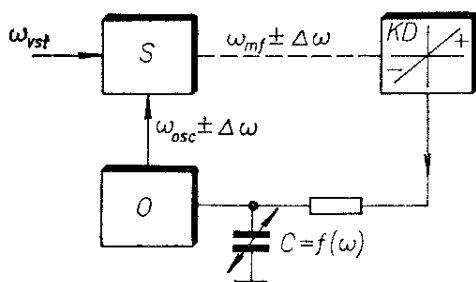
tedy rovněž o  $\Delta\omega_{osc}$ . Tím se také změní ss složka na výstupu kmitočtového detektoru. Velikost změny bude úměrná strmosti demodulační charakteristiky. Má-li demodulační charakteristika stejný smysl (obr. 16), bude stejnosměrná složka kladná. Toto napětí se filtračním obvodem vyhladí a zavádí smyčkou AFC na varikap tak, aby se jeho polarizační napětí zmenšilo (tj. kapacita se zvětší). To má za následek snížení kmitočtu oscilátoru. Celá regulace je plynulá, působí stále, má-li stejnosměrná složka demodulovaného signálu kladnou nebo zápornou polaritu, tj. pokud není nulová. Časová konstanta (v zásadě daná prvky RC) je určena dvěma omezujícími činiteli, jednak musí být regulační napětí dokonale vyhlazeno, a jednak nesmí stanice při ladění „lepit“.

AFC zabezpečuje především dlouhodobou stabilitu a správné nastavení oscilátoru přijímače. Šířku pásma činnosti AFC lze definovat při poslechu stanice, která stačí vybudit omezovač přijímače. K tomuto účelu potřebujeme znát šířku demodulační charakteristiky, její strmost, funkci změny kapacity na změně závěrného napětí varikapu a poměr kapacity varikapu k celkové ladící kapacitě oscilačního obvodu. Šířku demodulační charakteristiky uvažíme v její lineární oblasti, která se rovná přibližně šířce pásma mf zesilovače. Pro tuto změnu mf kmitočtů je změna ss složky na výstupu detektoru úměrná vztahu

$$\Delta u \doteq SB,$$

kde  $S$  je strmost demodulační charakteristiky [V/MHz] a  $B$  šířka pásma mf [MHz].

Změnu kapacity varikapu určíme pro  $\Delta\omega$  z jeho charakteristiky  $\Delta C = f(\Delta U)$ . Potom odpovídající změna kmitočtu oscilátoru je dána vztahem



Obr. 16. Princip činnosti AFC

$$\Delta f = f_1 - f_2 = f_1 (1 - k),$$

$$k = \sqrt{\frac{C}{C + \Delta C}}.$$

Po dosazení

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC \left(1 + \frac{C}{\Delta C}\right)}}.$$

Kmitočet  $\Delta f$  můžeme považovat za šířku pásma činnosti obvodu AFC. Veličina  $k$  je činitel poměrného rozladění.

### Mezifrekvenční zesilovač

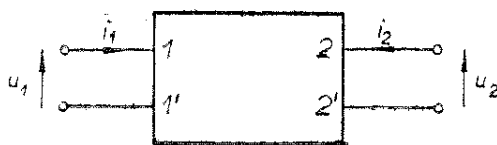
V mf zesilovači je v podstatě skryta selektivita a zisk celého přijímače. Zpracování signálu nese sebou celou řadu problémů. Vf parametry tranzistorů jsou obecně komplexní, závislé na proudu, napětí, teplotě, velikosti signálu. Výrobní tolerance jsou neobvykle široké. Velká strmost a zpětná kapacita  $c_{21e}$  jsou příčinami nestabilit zapojení a vzniku vlastních oscilací. Abychom si mohli učinit přesnější představu o funkci mf zesilovače, pokusme se o hlubší pohled na vlastnosti tranzistoru jako lineárního aktivního čtyřpólu. Z tohoto hlediska můžeme každý tranzistor, pracující v lineárním režimu, hodnotit na základě vzájemných vztahů vstupních a výstupních proudů a napětí.

Pro obecný čtyřpól (obr. 17) platí admitanční rovnice

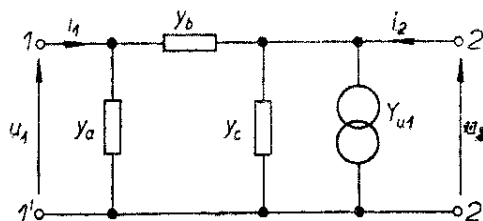
$$i_1 = u_1 y_{11} + u_2 y_{12},$$

$$i_2 = u_1 y_{21} + u_2 y_{22}.$$

Veličiny  $y_{11}$ ,  $y_{12}$ ,  $y_{21}$ ,  $y_{22}$  jsou admitanční parametry čtyřpólu, charakterizující



Obr. 17. Obecný čtyřpól



Obr. 18. Čtyřpól ve tvaru článku  $\Pi$

jeho vlastnosti. Pro sestavení čtyřpólového schématu tranzistoru se nejčastěji používají jednoduché články T nebo  $\Pi$ . Schéma tvaru článku  $\Pi$  je na obr. 18, pro který můžeme psát

$$i_1 = u_1 y_a + (u_1 - u_2) y_b$$

$$i_2 = u_2 y_c + (u_2 - u_1) y_b + u_1 Y$$

po úpravě

$$i_1 = u_1 (y_a + y_b) - u_2 y_b$$

$$i_2 = u_1 (Y - y_b) + u_2 (y_b + y_c).$$

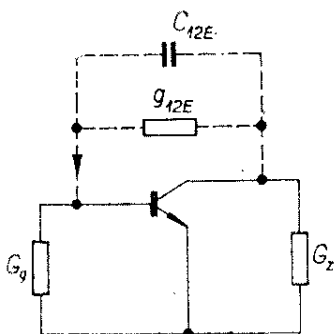
Srovnáme-li dosažené vztahy s parametry obecného čtyřpólu, platí:

$y_a + y_b = y_{11}$	vstupní admitance při výstupu nakrátko,
$-y_b = y_{12}$	zpětná admitance při vstupu nakrátko,
$Y - y_b = y_{21}$	přenosová admitance při výstupu nakrátko,
$y_b + y_c = y_{22}$	výstupní admitance při vstupu nakrátko.

Jednotlivé admitance mají komplexní charakter, proto se někdy udává velikost činné a jalové složky (vodivost a kapacita) při určitém kmitočtu. U zpětné přenosové admitance někteří výrobci udávají absolutní hodnotu admitance a příslušný fázový úhel, parametr  $y_{21}$  se většinou udává pouze v absolutní hodnotě. Pro OC170 platí při kmitočtu 10,7 MHz v zapojení se společným emitorem tyto parametry (přibližně):

$$\begin{aligned} g_{11E} &= 3 \text{ mS}, & g_{12E} &= -20 \text{ } \mu\text{S}, \\ C_{11E} &= 65 \text{ pF}, & C_{12E} &= -1,6 \text{ pF}, \\ |y_{21E}| &= 30 \text{ mS}, & g_{22E} &= 60 \text{ } \mu\text{S}, \\ C_{22E} &= 4,5 \text{ pF}. \end{aligned}$$





Obr. 19. Základní zapojení vf zesilovače

Na obr. 19 je zapojení vf zesilovače. Veličina  $y_{12E}$  napovídá, že tranzistor v tomto použití nepracuje jako ideální zesilovač. Výstupní signál z kolektorového obvodu proniká v důsledku zpětné přenosové admitance  $y_{12E}$  i na vstupní svorky, do obvodu báze. Tato vlastnost vf zesilovače je ostatně zřejmá i u elektronkové verze, což je známý Millerův jev. Mírou a komplexním charakterem se však vytváří situace podstatně složitější. Problém stability ještě komplikuje imaginární složka přenosové admitance, tj.  $C_{12E}$ . V oboru kmitočtu kolem 10 MHz je tato složka pro OC170 větší než složka reálná

$$j\omega C_{12E} > g_{12E}.$$

Za určitých předpokladů je možno stupeň udržet v optimálním režimu bez kompenzace  $C_{12E}$ , tj. bez neutralizace. Na mf kmitočtu jsou parametry OC170 pro toto řešení výhodné. Obecně platí, že míru stability vf zesilovače lze ovlivňovat vodivostmi zdroje a zátěže  $G_g$ ,  $G_z$  (obr. 19). Tímto způsobem ovšem upouštíme od podmínky výkonového přizpůsobení, takže se do jisté míry zmenšuje výkonový zisk.

Součin

$$(G_g + g_{11E})(G_z + g_{22E}) = G^2$$

se nazývá součinem vnějších vodivostí. Na jeho velikosti závisí výkonový zisk určitého typu tranzistoru. Je tedy třeba určit optimální vodivosti  $G_g$ ,  $G_z$  tak, aby zesilovač byl jednak dokonale stabilní a jednak měl dostatečný výkonový zisk.

Zapojení obvodu se optimalizuje vyšetřováním šířky stabilní pracovní oblasti zesilovače z hlediska výkonového zisku. Metoda je i s příklady podrobně popsána v [1], její pochopení však vyžaduje znalost poměrně složitěho matematického aparátu. Z amatérského hlediska je proto užitečné návrh zjednodušit i za cenu méně přesných výsledků.

Veličina  $G_z$  byla určena ze vztahu, který návrh podstatně usnadňuje

$$G^2 = \frac{\omega C_{12E} |y_{21E}| \cos \varphi_{21E}}{2 \tan \varphi_{21E}}.$$

Z velikosti  $G^2$  určíme  $G_g$ ,  $G_z$ , pro něž z hlediska dosažitelného výkonového zisku platí  $\frac{G_g}{g_{11E}} = \frac{G_z}{g_{22E}} = a$ ;

je-li

$$G^2 = (G_g + g_{11E})(G_z + g_{22E})$$

$$G^2 = g_{11E} g_{22E} (a + 1)^2$$

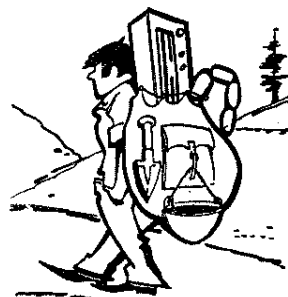
je

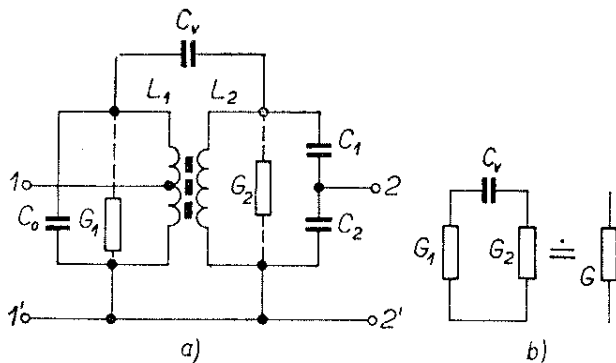
$$a = \sqrt{\frac{G^2}{g_{11E} g_{22E}}} - 1.$$

Máme tedy určeny vodivosti  $G_g$ ,  $G_z$ , při nichž je zesilovač při dostatečném výkonovém zisku stabilní.

K získání selektivity se v mf zesilovači používají pásmové propustě. Vazba mezi obvodu LC byla zvolena kapacitní, vstupní impedance tranzistorů jsou přizpůsobeny kapacitním děličem. Toto řešení je opět z amatérského hlediska výhodné – nastavení činitele vazby nezávisí na poloze doladovacích jader. Jednoznačného nastavení lze takto dosáhnout při poměrně širokých tolerancích součástek.

Pásmová propust působí při vazbě mezi stupni (kromě své selektivní funkce) jako impedanční transformátor, jeví se z hlediska vstupních svorek jako zátěž velikosti  $G_z$ , ze strany výstupu jako generátor o vnitřní vodivosti  $G_g$ . Na obr. 20a je použitý typ propustě. Vodivosti při





Obr. 20. Typ propusti, použité v mf zesilovači

márního i sekundárního obvodu se vzájemně ovlivňují. Za předpokladu  $Q_1 = Q_2$  platí (obr. 20b)

$$\begin{aligned} G_1 + G_2 &= G \\ G &\sim 2G_1 = 2G_2 \\ Q &\sim \frac{\omega C}{G} = \frac{\omega C}{2G_1} = \frac{\omega C}{2G_2}. \end{aligned}$$

Tím je možno vysvětlit skutečnost, že u tranzistorových mf zesilovačů je útlum pásmové propustě vzhledem k použití jednoduchého obvodu LC pouze nepatrně větší. K dosažení útlumové charakteristiky se stejnou šířkou pásma (3 dB) je možno volit menší vodivosti  $G_1, G_2$ , tedy větší činitel jakosti obvodu  $Q$ . Při zhruba kritické vazbě

$$kQ \leq 1$$

je činitel jakosti obvodu pro šířku pásma  $B$  (3 dB) roven

$$Q_{\text{ef}} = \frac{f_0 \sqrt{2}}{B}.$$

Odpovídající ztrátová vodivost je

$$G_{\text{ef}} = \frac{1}{\omega L Q_{\text{ef}}} = \frac{\omega C}{Q_{\text{ef}}}.$$

Určeme si nyní podmínky pro zatížený obvod a obvod naprázdno. Propust se musí na svorkách  $1, 1'$  jevit (ze vztahu vnějších vodivostí) jako  $G_z$ .

Potom pro zatížený obvod platí

$$G_{\text{ef}} = p^2 (G_z + g_{22E});$$

pro obvod naprázdno

$$G_0 = p^2 G_z.$$

Z poměru vodivostí

$$\frac{G_{\text{ef}}}{G_0} = \frac{\frac{\omega C}{Q_{\text{ef}}}}{\frac{\omega C}{Q_0}} = \frac{p^2 (G_z + g_{22E})}{p^2 G_z}$$

činitele jakosti naprázdno

$$Q_0 = Q_{\text{ef}} \frac{G_z + g_{22E}}{G_z}$$

musí mít obvod, u něhož chceme dosáhnout vhodné zatěžovací vodivosti. Z praktických důvodů ovlivňujeme  $Q_0$  většinou velikostí průřezu drátu cívek, v mezních případech pak dodatečnými tlumicími odp

Při výpočtu obvodu kolektorové odbočky cívky v meze ze vztahů

$$p^2 (G_z + g_{22E}) = G_{\text{ef}}$$

$$p_1^2 = \frac{\omega C}{Q_{\text{ef}} (G_z + g_{22E})}.$$

Obdobně pro sekundární obvod

$$p_2^2 = \frac{\omega C}{Q_{\text{ef}} (G_g + g_{11E})}.$$

Obvodové kapacity jsou přibližně

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 L_1};$$

$$C_1 = \frac{C_0}{1 - p_2^2};$$

$$C_2 = \frac{C_0}{p_2^2}.$$

Vazební kapacitu určíme z podmínky

$$kQ \leq 1; k = \frac{C_v}{C_0}; C_v \leq C_0 \frac{1}{Q_{\text{ef}}}.$$

Z hlediska minimálních změn útlumové charakteristiky je vhodné volit ladicí kapacity větší než 50 pF. V praktické části budou uvedeny údaje propustě jak pro monofonní, tak i stereofonní verzi přijímače. Liší se mezi sebou pouze kapacitou vazebního kondenzátoru  $C_v$ .

Použitý mf zesilovač je dvoustupňový. Z druhého stupně se odebrává vf napětí, používané po usměrnění jako AVC k řízení zisku vf zesilovače. Omezuje se tak (v případě velkého vstupního signálu) zahlcování obvodů mf zesilovače, které má vlivem vznikajících nelinearit a přebuzování tranzistorů nepříznivý vliv na přenosové vlastnosti zesilovače, především na tvar útlumové charakteristiky.

### Omezovač

Přebudíme-li značně jakýkoli zesilovač, je při změnách budicí úrovně v určitém rozsahu úroveň výstupního signálu stále stejná nebo se mění pouze nepatrně. Na tomto principu pracuje klasický omezovač. Při použití tranzistoru v tomto stupni musíme však řešit otázky, spojené s činností tranzistoru v nelineárním režimu. Dochází totiž k deformacím útlumové charakteristiky a ke zkreslení signálu. Dobrých výsledků se dosahuje použitím ladicích kondenzátorů velkých kapacit u rezonančních obvodů v kombinaci s oddělovacími odpory, nelineárními prvky (diodami) a řízením zisku (AVC).

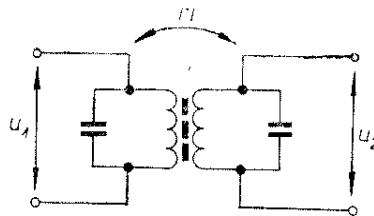
Použitý mf zesilovač je schopen zpracovat poměrně silné signály bez znatelného zkreslení. Pro nejvyšší úroveň signálu se využívá omezovacích schopností tranzistorů  $T_5$  a  $T_6$  spolu s diodou  $D_3$ , vhodně připojenou na odbočku pásmové propusti ( $L_9$ ). Úroveň omezení je v součinnosti s budicím stupněm ( $T_6$ ) nastavena tak, aby nedocházelo k přílišnému přebuzování poměrového detektoru.

Protože se detektor napájí z malé impedance prakticky činného charakteru, usnadnilo se značně jeho nastavení. Za uvedených podmínek je detektor lineární a výrazně se projevuje jeho omezovací schopnost.

Z výstupu budicího stupně ( $T_6$ ) se odebrává i signál pro zesilovač tichého ladění.

### Poměrový detektor

Vlastnosti detektoru mají podstatný vliv na kvalitu detekovaného signálu. Přestože se v poslední době používá řada



Obr. 21. Pásmová propust

jiných detekčních metod, dominuje i ve špičkových zahraničních přijímačích na tomto místě stále poměrový detektor, u stereofonních přijímačů je jeho použití prakticky zásadní. K jeho největším přednostem patří vlastní omezovací schopnost a možnost připojení k obvodu AFC.

Základem poměrového detektoru je pásmová propust (obr. 21). Jsou-li obvody vyladěny na stejný kmitočet  $\omega_2 = \omega_1 = \omega_0$ , potom při  $\omega = \omega_0$  je mezi  $u_1$  a  $u_2$  fázový úhel  $\varphi = 90^\circ$ , resp.  $270^\circ$  (při přehození konců jednoho vinutí). Při  $\omega < \omega_0$  je fázový úhel  $\varphi > 90^\circ$ , při  $\omega > \omega_0$  je fázový úhel  $\varphi < 90^\circ$ . Tato závislost je do určitého rozdílu kmitočtů  $\omega$  a  $\omega_0$  v závislosti na parametrech obvodu lineární.

Je-li propust uspořádána podle obr. 22, je proti zemnicímu konci v bodě A napětí

$$u_A = u_1 + \frac{u_2}{2}$$

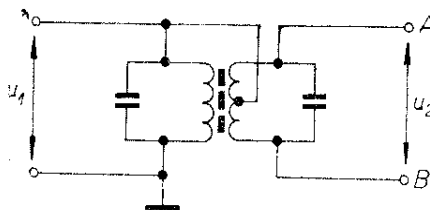
a v bodě B

$$u_B = u_1 - \frac{u_2}{2}.$$

Při  $\omega = \omega_0$  jsou napětí  $u_A$  a  $u_B$  shodná, avšak opačné fáze.

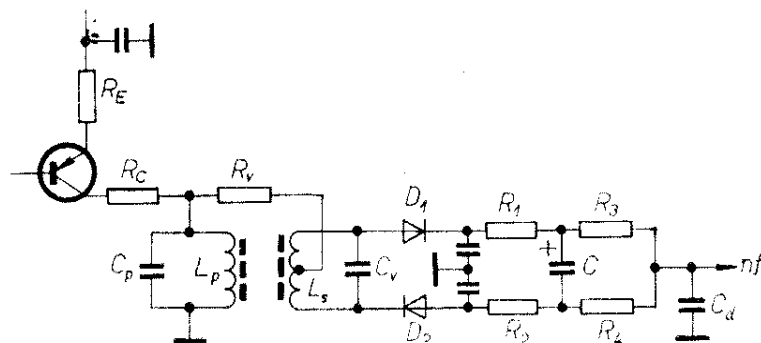
Je-li  $\omega \neq \omega_0$ , potom jsou následkem fázového posuvu vektoru  $u_2$  amplitudy  $u_A$  a  $u_B$  vzájemně různé.

Zapojení detektoru, použité v přijímači, je na obr. 23. Diody  $D_1$ ,  $D_2$  jsou pro ss



Obr. 22. Základní zapojení poměrového detektoru

Obr. 23. Zapojení  
poměrového  
detektoru



složku zapojeny v sérii. Proud, daný průchodem napětí  $u_A + u_B$  odpory  $R_3 + R_4$  vytváří napětí, které při vhodné volené časové konstantě  $\tau$  udržuje napětí na kondenzátoru  $C$  na stálé úrovni, i když se  $\omega$  mění jakkoli.

Při  $\omega = \omega_0$  jsou usměrněná napětí  $u_A$ ,  $u_B$  stejné amplitudy, v bodě  $nf$  je napětí proti zemi rovno nule. Pokud  $\omega \neq \omega_0$ , zůstává napětí na kondenzátoru  $C$  na stejné úrovni, poměr napětí v bodech  $A$ ,  $B$  (proti zemi) se však v závislosti na kmitočtu mění. Tím se mění také napětí v bodě  $nf$ . Výstupní detekované napětí je tedy závislé na kmitočtu funkcí poměru napětí na diodách, odtud název poměrový detektor.

Objasněme si nyní základní přednost poměrového detektoru – jeho omezovací schopnost. Je důležité si uvědomit, že tato vlastnost se uplatňuje pouze tehdy, je-li změna amplitudy vstupního napětí krátkodobého, pulsního charakteru. Zvětšení (zmenšení) amplitudy  $u_{\text{vst}}$  vyvolává zvětšení (zmenšení) proudu diodami  $D_1$ ,  $D_2$ . Tato změna energie se využívá k zvětšení (zmenšení) náboje kondenzátoru  $C$ , přičemž ovšem velikost  $U_C$  zůstává prakticky konstantní. Změny proudu diodami působí rovněž změny jejich dynamického odporu. To se prakticky projeví ekvivalentními změnami činitele jakosti sekundárního obvodu pásmové propusti, které působí proti nežádoucí amplitudové modulaci signálu.

Zvláštností zapojení je použití odporu  $R_V$  místo obvyklého terciálního vinutí. Toto uspořádání používá v některých ze svých výrobků americká firma Heathkit. Pro amatérskou výrobu filtrů poměrového detektoru je takové zapojení zvláště výhodné. Velikost odporu musí být volena tak, aby přímá vazba byla dostatečně

těsná; nesmí však docházet k nežádoucímu tlumení primárního obvodu.

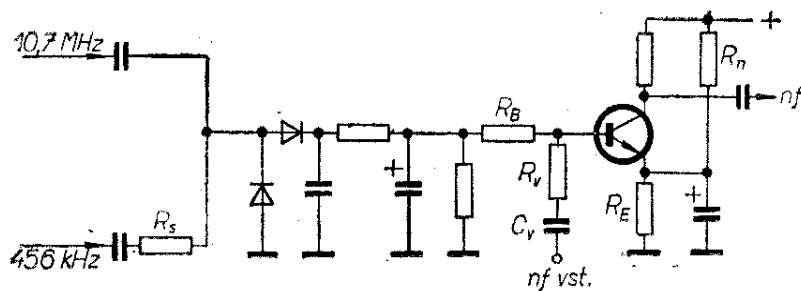
Na výstupu detektoru musí být zařazen korekční člen deemfáze, což je v podstatě odporová dolní propust s časovou konstantou  $50 \mu\text{s}$ . Odpor propusti tvoří přímo vnitřní odpor detektoru. Pro stereofonní verzi je nutno kondenzátor  $C_d$  odpojit.

### Tiché ladění

Tiché ladění je vhodným doplňkem přijímače, usnadňujícím a zpříjemňujícím obsluhu. Jde v podstatě o obvod, umožňující průchod signálu do  $nf$  zesilovače pouze tehdy, přesáhne-li jeho velikost určitou úroveň. Na středních vlnách slouží především večer, kdy je pásmo přeplněno. Při použití tichého ladění jsou zpracovávány pouze stanice, jejichž úroveň zabezpečuje přijatelnou jakost poslechu. Zaniká také šum, je-li přijímač naladěn mimo stanici. Pokud chceme přijímat stanici, jejíž signál je slabší, tiché ladění vypínáme. Na VKV obvod potlačuje nepříjemný intenzivní šum, projevující se při ladění v okolí vysílacích kmitočtů. U zahraničních přijímačů jsou obvody tichého ladění řešeny často velmi složitě, počet tranzistorů se pohybuje až kolem deseti. Smysl takového řešení má za cíl potlačit zkreslení, k němuž dochází při příjmu stanic, jejichž signál se pohybuje těsně na hranici přepínací úrovně.

V přijímači se používá obvod tichého ladění s poměrně jednoduchým zapojením. Jeho princip spočívá ve zpracování  $mf$  signálu, čímž je na rozdíl od řady jiných zapojení potlačen vliv modulační složky signálu (obr. 24). Pro oba kanály (AM a FM) se používají samostatné vf zesilovače s odporovou zátěží, jejichž

Obr. 24. Obvod  
tichého ladění



výstupní napětí se usměrňuje společným zdvojovačem napětí. Odpor  $R_s$  odděluje oba zesilovače z hlediska vf signálu. Získaným kladným napětím se otevírá při vyladění stanice nf předzesilovací stupeň, který je jinak uzavřen. Tranzistor se otevírá, dosáhne-li regulační napětí úrovně 1,6 V. K nastavení hranice otevření slouží i dělič  $R_n, R_E$ .

Obvod báze je řešen kompromisně; střetávají se zde totiž požadavky na časovou konstantu vstupního obvodu z hlediska nf signálu a signálu tichého ladění, vzájemně protichůdné. Vazební kondenzátor  $C_v$  se signálem tichého ladění nabíjí a vybíjí. Přejde-li z usměrňovače impuls kladného napětí, závisí doba, za niž se napětí na kondenzátoru ustálí, na časové konstantě  $\tau_{vst}$ . Obdobně je tomu při vybíjení (stanice odladěna). To má za následek, že při nevhodně volené časové konstantě se při rychlejší proladování stupnice nestačí nabít vazební kondenzátor  $C_v$  a stanice „zanikají“. Při malé časové konstantě se zvyšuje mezní kmitočet  $\omega_{min}$  zesilovače, což se projeví špatným přenosem nízkých kmitočtů. Problém je řešen použitím odporu  $R_v$ , který pro nf zvětšuje  $R_{vst}$ ; pak lze použít vazební kondenzátor s menší kapacitou při zachování potřebného  $\omega_{min}$  zesilovače. Z hlediska nabíjení a vybíjení kondenzátoru jsou poměry podstatně příznivější,

časová konstanta  $\tau_L$  je značně kratší a navíc se díky děliči  $R_b, R_v$  v obvodu báze uplatňuje mnohem méně.

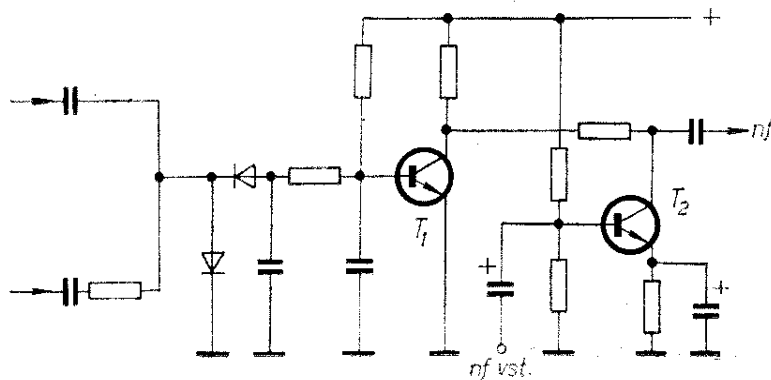
Celý problém by bylo možno jednoduše odstranit podle obr. 25. Zapojení vyhovuje lépe i z hlediska zkreslení v kritické oblasti přepínání. Spínací tranzistor  $T_1$  (např. 106NU70) je, pokud není vyladěna stanice, otevřen. Napětí na jeho výstupu je prakticky nulové. Detektor v tomto případě dodává záporné napětí. Pokud je vyladěna stanice, tranzistor je uzavřen a na jeho kolektoru je plné napětí zdroje. Tímto napětím se ovládá předzesilovač.

Vzhledem k tomu, že modulační složka signálu v hraniční oblasti má malou úroveň, je zkreslení, pokud se i vyskytuje, většinou nepatrné. Vzhledem k praktickým zkušenostem se proto domnívám, že uvedené zdokonalování nepřináší odpovídající efekt.

### Nízkofrekvenční zesilovač

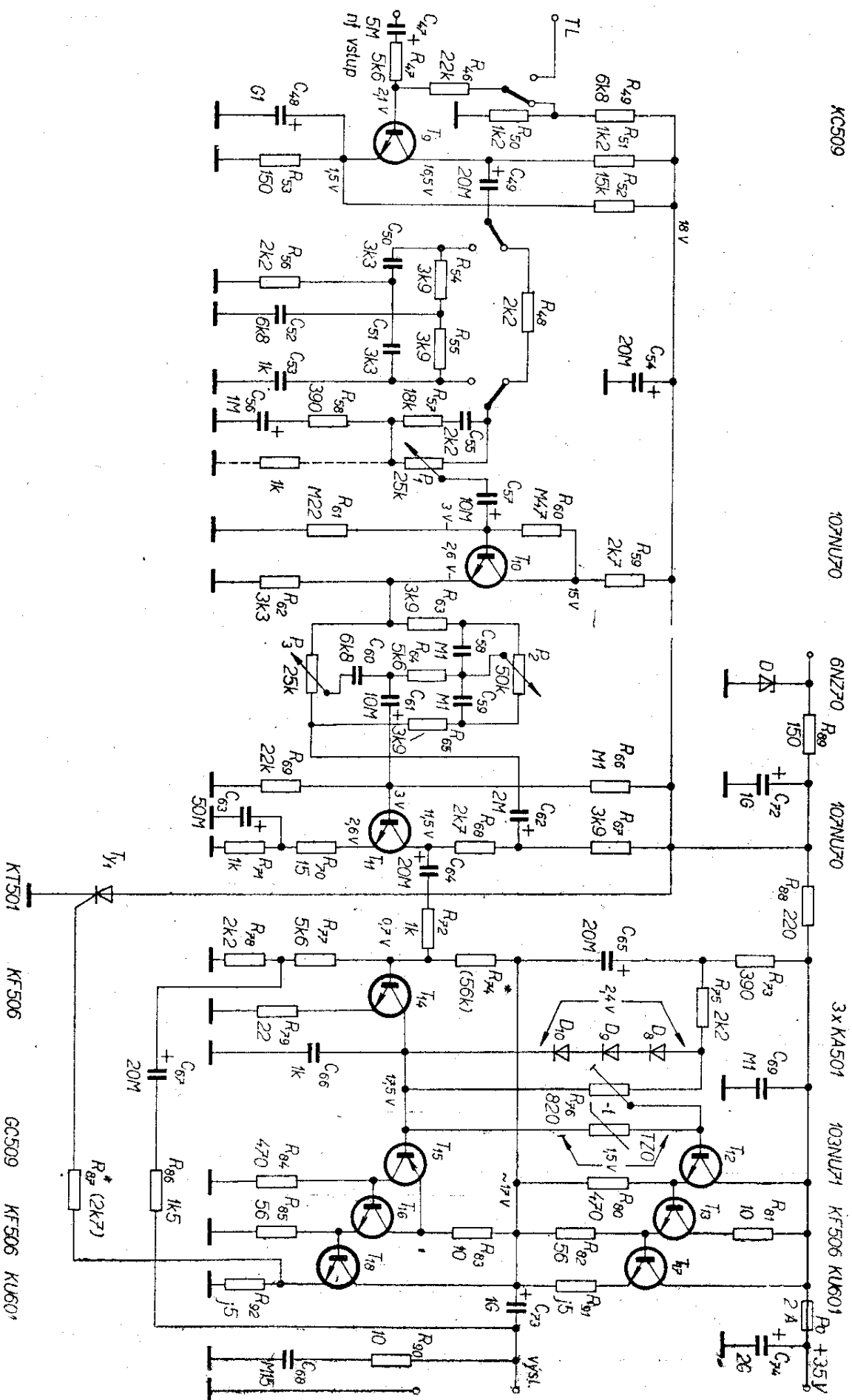
Zapojení nf zesilovače je na obr. 26. Na vstupu je předzesilovač s tranzistorem KC509.

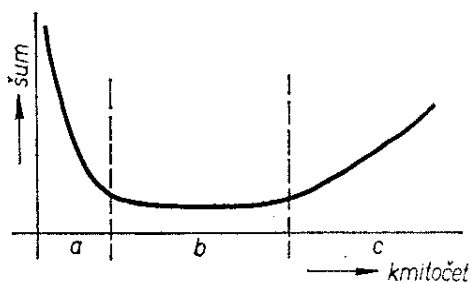
V této oblasti si uveďme několik faktů o šumu plošného tranzistoru (v závislosti na kmitočtu). V zásadě rozeznáváme zhruba tři oblasti šumové úrovně (obr. 27):



Obr. 25. Jiné  
zapojení obvodu  
tichého ladění

Obr. 26. Zapojení nf zesilovače





Obr. 27. Závislost šumu tranzistoru na kmitočtu

a) Převládá šumová složka, určená v podstatě vlastnostmi polovodiče. V této oblasti se při snižování kmitočtu šum zvětšuje.

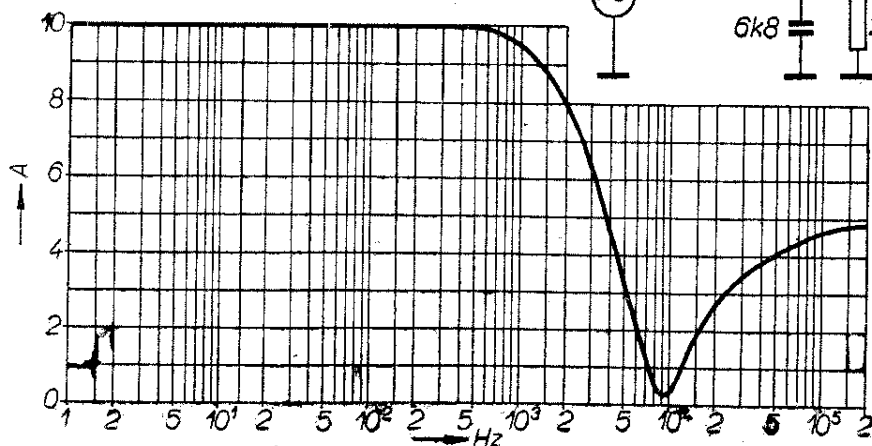
b) Oblast „bílého“ šumu. V této oblasti je šum přímo úměrný proudu emitoru  $I_E$ , nepřímo zesilovacímu činiteli  $\beta$ .

c) V této oblasti šum vzrůstá úměrně s kmitočtem následkem zmenšování zisku v horní části spektra ( $f_T$ ).

U tranzistoru KC509 je jednak úroveň „bílého“ šumu velmi malá, jednak šumová oblast c se v akustickém pásmu neuplatní. Pokud se týká obvodů zesilovače, je nejdůležitější velikost odporu generátoru  $R_g$ . Budeme-li tranzistor považovat za lineární bezšumový prvek, potom pouze zesiluje šumové napětí na odporu  $R_g$ :

$$U_s^2 R_g = 4kT_0 \Delta f R_g.$$

Z toho plyne, že šumové napětí je přímo úměrné odporu generátoru. Pro dosažení optimálního činitele šumu  $F$  je tedy vhodné dodržet zhruba předepsaný vnitřní odpor generátoru. Vstupní zesilovač má obvody báze upraveny tak, aby mohl



být ovládán signálem tichého ladění (což bylo popsáno dříve).

Emitorový proud je ze šumových důvodů pro normální provoz nastaven na velikost asi 0,5 mA, při provozu s tichým laděním až 0,7 mA (jeho velikost závisí na intenzitě pole přijímané stanice).

### Šumový filtr

Na výstup vstupního zesilovače lze zařadit šumový filtr, jehož účelem je především potlačit hvizdy v pásmu SV. U tohoto obvodu používají zahraniční výrobci většinou dolní propustě LC, jimiž lze dosáhnout vysoké strmosti charakteristiky v sestupné oblasti.

Velmi jednoduché zapojení šumového filtru se používá v předzesilovači SGS Fairchild [2]. V podstatě jde o dvojité články T (má vzhledem k jednoduchým filtrům RC větší selektivitu). Optimální podmínky pro činnost dvojitého článku T jsou při napájení z generátoru o nulovém vnitřním odporu (při výstupu naprázdno). Filtr je na obr. 28. Obvodové prvky určíme z jednoduchých vztahů

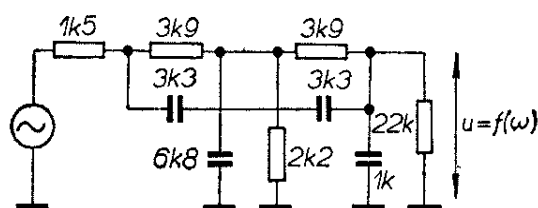
$$f_0 = \frac{n}{2\pi RC}.$$

$$C_1 = C_2,$$

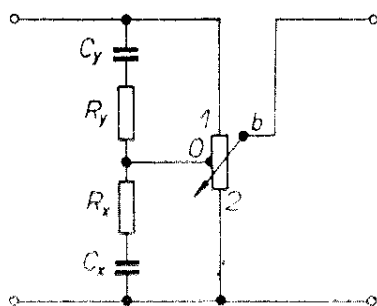
$$R_1 = R_2,$$

$$C_3 = \frac{2C_1}{n}.$$

$$R_3 = \frac{R_1}{2n},$$



Obr. 28. Filtr šumu a jeho charakteristika



Obr. 29. Fyziologický regulátor hlasitosti

Pro náš případ, kdy kmitočet minimálního přenosu je  $f_0 = 9$  kHz, jsou

$$C_1, C_2 = 3,3 \text{ nF}, \quad R_1, R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega,$$

$$C_3 = 6,8 \text{ nF}, \quad R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Kmitočtová charakteristika článku je na obr. 28. Kapacita 1 nF potlačuje vyšší kmitočtové složky signálu.

#### Fyziologický regulátor hlasitosti

Ze známých Fletcher-Munsonových křivek hlasitosti vyplývají dvě skutečnosti: Pro lineární změny akustického vjemu v závislosti na úhlu natočení hřídele musí mít potenciometr logaritmický průběh. Pro kvalitativně neměnný akustický vjem při nastavení malých úrovní hlasitosti musí regulátor (vzhledem k vlastnostem lidského ucha) zdůrazňovat okrajové kmitočty (vzhledem ke středním kmitočtům). Z řady nejrůznějších zapojení bylo vybráno zapojení, používající odbočku na potenciometru hlasitosti.

Schéma regulátoru je na obr. 29. Odbočka je umístěna asi v 5 % celkové hodnoty odporu (od uzemněného konce potenciometru). Pro vysvětlení funkce si rozdělme potenciometr na odpory  $R_1$ ,  $R_2$  (vzhledem k odbočce). Výstup zatím předpokládáme na odbočce (obr. 30).

Pro pásmo středních kmitočtů se na kmitočtovém průběhu děliče podílejí prvky podle obr. 30a. Zde platí  $\frac{1}{j\omega C_y} > R_y$ ;

$R_x > \frac{1}{j\omega C_x}$  a proto je zde dělič kmitočtově nezávislý. Napěťový přenos odpovídá vztahu

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{1 + R_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x} \right)}.$$

Se zmenšujícím se kmitočtem (obr. 30b)  $\omega_s \rightarrow \omega_{\min}$  se stále méně uplatňuje vliv odporu  $R_x$ . Pro nejnižší kmitočty je  $\frac{1}{j\omega C_x} > R_x$ . V mezním případě je

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{1 + R_1 \frac{1}{R_2}}.$$

Z uvedených vztahů je zřejmé, že odstup mezi dělicími poměry pro  $\omega_s$  a  $\omega_{\min}$  lze upravit odporem  $R_x$ , kmitočtový „zlom“ určuje  $C_x$ .

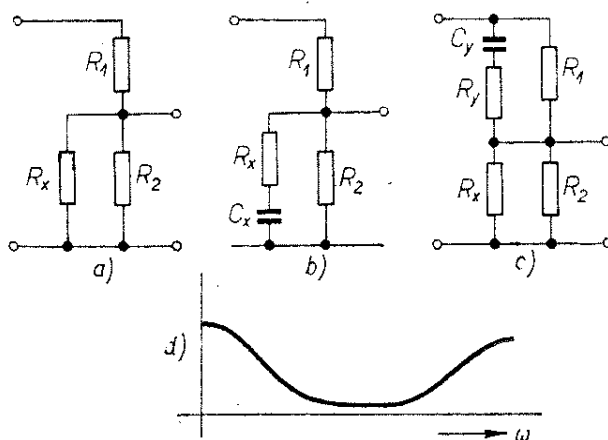
Funkce regulátoru při vysokých kmitočtech je zřejmá z obr. 30c. Se zvyšujícím se kmitočtem (tentokrát v rozsahu  $\omega_s \rightarrow \omega_{\max}$ ) se uplatňuje vliv kapacity  $C_y$ , od určitého dělicího kmitočtu pak opět platí

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{a} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x} \right)}; \quad a = \frac{R_1}{R_y} + 1.$$

Odstup opět určuje  $R_y$ , kmitočtový zlom kapacita kondenzátoru  $C_y$ .

Složení obou druhů korekcí je dána obecná kmitočtová závislost děliče v rozsahu  $\omega_{\min}$  až  $\omega_{\max}$  (obr. 30d).

Činnost regulátoru se vysvětlovala vzhledem k odbočce potenciometru. Skutečná činnost regulátoru je z hlediska



Obr. 30. Princip činnosti fyziologického regulátoru hlasitosti



kmitočtového průběhu přenosu určena okamžitou polohou běžce. Nachází-li se běžec v horní části potenciometru, korekce se podle jeho polohy neuplatňuje vůbec, nebo pouze nepatrně, neboť dělicí poměr

$$\frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_{b1}} \gg \frac{R_{o2}}{R_{o2} + R_{o1}}$$

Čím více se běžec blíží k zemnímu konci, tím výraznější podíl na výstupním napětí mají korekční členy.

Vzhledem k tomu, že potenciometr s vhodnou odbočkou není na trhu, nahradil jsem odbočku sériovým odporem 1 k $\Omega$  (obr. 26). Nedostatkem tohoto řešení je nemožnost zeslabení signálu na nulovou úroveň. Vzhledem k dobře fungujícímu AVC je však i pro signál místního vysílače maximální zeslabení postačující. Řešení je pochopitelně provizorní do té doby, než bude potenciometr s odbočkou na trhu.

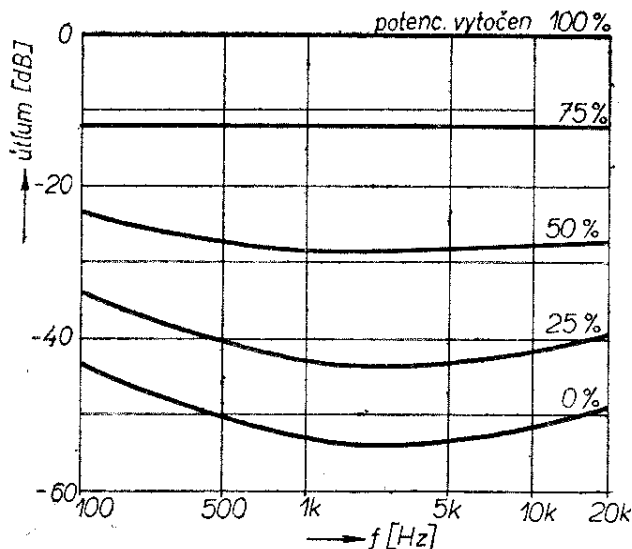
Naměřené charakteristiky regulátoru jsou na obr. 31. Aby regulátor pracoval opravdu „logaritmicky“ je třeba, aby  $R_{vst}$  následujícího stupně byl větší než  $R_{pot}$ . Tuto podmínku splňuje další stupeň, řešený jako emitorový sledovač, z jehož výstupu se napájí obvod korekce hlubokých a vysokých tónů.

### Tónový korektor

Mezi používanými korektory je celá řada vtipných zapojení, řada z nich však vyžaduje regulátory s dělenou odporovou drahou, potenciometry se speciálními průběhy odporu a podobné součásti, pro nás běžně nedostupné. Pro amatérskou konstrukci je (nejen podle mého názoru) nejvhodnější korektor zpětnovazebního typu. Uvedme si stručně popis činnosti (obr. 32).

Vstupní signál se zavádí do bodu 1. Samotný korektor je zapojen ve zpětnovazební smyčce – báze 2, kolektor 3 – následujícího tranzistoru. Korekci hloubek (obvod  $P_1$ ) si při určitém zjednodušení můžeme překreslit podle obr. 33a. Uvažujme  $P_1$  s běžcem ve středu odporové dráhy.

$$\text{Za podmínky } C_1 \frac{P_1}{2} = C_2 \frac{P_1}{2} > \frac{10}{2\pi f}$$

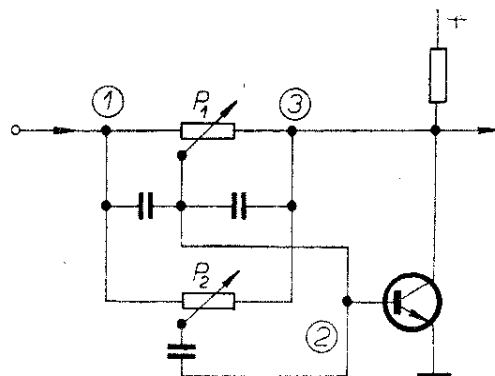


Obr. 31. Charakteristiky regulátoru hlasitosti

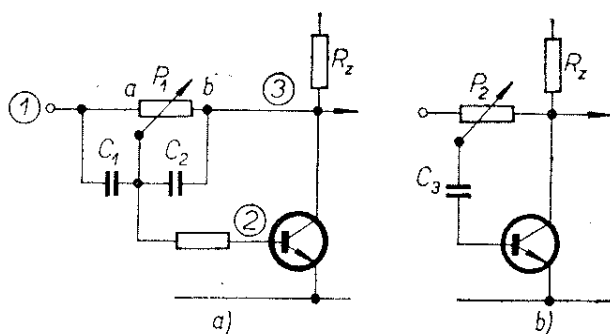
působí obvod jako kmitočtově nezávislý útlum ve zpětnovazební smyčce. Je důležité si uvědomit, že kapacity kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$  musí být navrženy tak, aby byla v oboru středních kmitočtů  $f_s \doteq 1$  kHz při jakékoli poloze regulátoru  $P_1$  zabezpečena stálá základní úroveň zisku korektoru. Tedy

$$C_1 = C_2 \geq \frac{10}{\omega_s (R_{vst} + R_s)}$$

Při změně polohy běžce  $P_1$  do polohy  $a$  (vlevo) se zmenšuje činitel zpětné vazby v oboru nízkých kmitočtů. Vstupní signál v obvodu báze se naopak při této změně polohy regulátoru zvětšuje. Dochází tak ke zdůraznění signálů nízkých



Obr. 32. Zpětnovazební korektor (v obrázku nejsou pro přehlednost součástky k nastavení pracovních podmínek tranzistoru)



Obr. 33. Zjednodušený obvod ke korekcím hloubek a výšek

kmitočtů v závislosti na poloze regulátoru. Při natáčení potenciometru směrem k bodu *b* (vpravo) je pochod opačný, dochází k potlačení signálů nízkých kmitočtů.

V závislosti na úhlu natočení regulátoru  $P_1$  se tedy mění zisk stupně a tím i zdůraznění (potlačení) v rozsahu  $f_{\min}$  (tedy basů) vzhledem ke konstantní referenční úrovni středních kmitočtů.

Obdobným způsobem pracuje regulátor  $P_2$  pro vysoké tóny (obr. 33b). Při nastavení regulátoru do střední polohy působí opět korektor jako nezávislý zpětnovazební člen, tentokrát ovšem až do kmitočtu

zlomu  $f(3\text{ dB}) = \frac{1}{2\pi R_{vs1} C_3}$ . Tento kmitočet se v praxi volí asi 5 kHz. Při nižším kmitočtu zlomu nastává nebezpečí ovlivňování oblasti středních kmitočtů. Stálá úroveň zisku v této oblasti je (jak již bylo uvedeno) zabezpečena kondenzátory  $C_1, C_2$  v obvodu korektoru hloubek.

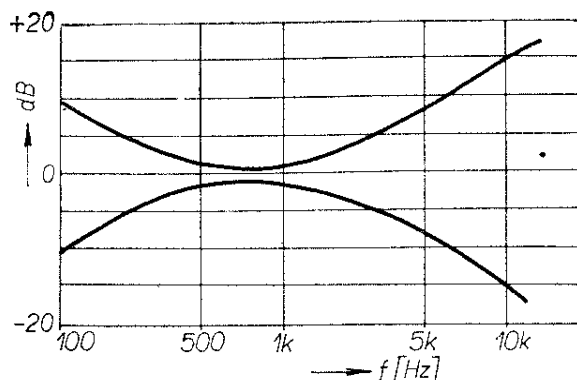
Při nastavení regulátoru  $P_2$  vlevo nebo vpravo se opět mění velikost činitele zpětné vazby na vyšších kmitočtech.

Úplné zapojení korektoru je zřejmé z obr. 26. Odporů  $R_{a3}$  a  $R_{a5}$  přizpůsobují korektor obvodu zesilovače a spolu s  $R_{a4}$  omezují vzájemné ovlivňování regulátorů.

Kmitočtové průběhy korektoru jsou na obr. 34.

### Obvody koncového stupně

Výkonový stupeň, pracující ve třídě AB, je buzen tranzistorem  $T_{14}$ . Z obvodu kolektoru je napájen invertor, složený z dvojice komplementárních



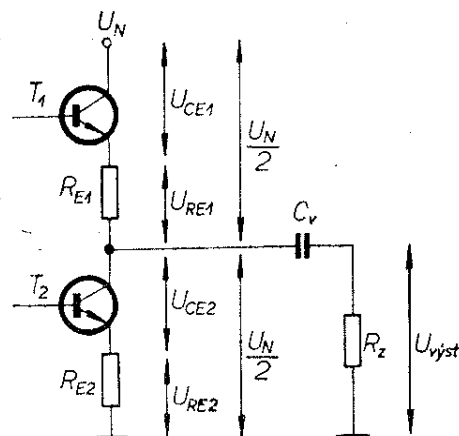
Obr. 34. Charakteristiky korektoru pro krajní polohy regulátoru

tranzistorů  $T_{12}$  a  $T_{15}$ . Maximální proud báze koncového tranzistoru  $I_{B\max} = \frac{I_{C\max}}{h_{21E}}$ . Pro bezpečné využití výko-

nových možností koncového stupně není z hlediska dosažitelné maximální kolektorové ztráty na našem trhu dostupná vhodná komplementární dvojice pro invertor. Pro odlehčení invertoru se používají křemíkové tranzistory KF506, zapojené jako sledovače. Z výstupů těchto sledovačů je napájen koncový stupeň.

Rozeberme si nyní činnost koncového stupně z hlediska energetických poměrů a požadavků na koncové tranzistory.

Koncové tranzistory jsou v tomto zapojení zapojeny v sérii (obr. 35). Předpokládáme, že v klidu jsou oba tranzistory  $T_1$  i  $T_2$  zavřeny. Uvažujeme buzení sinusovým signálem. Při kladné půlvlně



Obr. 35. Základní zapojení koncového stupně nf zesilovače

se otevírá tranzistor  $T_1$ , tranzistor  $T_2$  zůstává uzavřen. Naopak při záporné půlvině zůstává  $T_1$  uzavřen,  $T_2$  se otevírá. V tomto případě je vlastně  $T_2$  napájen nábojem kondenzátoru  $C_v$ . V klidovém stavu je na  $T_1$  i  $T_2$  shodné napětí  $\frac{U_N}{2}$ .

Špičkový výstupní proud (předpokládáme zdroj s nulovým vnitřním odporem)

$$I'_{\text{výst}} = \frac{\frac{U_N}{2} - U_{\text{CE SAT}} - U_{\text{RE}}}{R_z} = \\ = \frac{U_N - 2U_{\text{CE SAT}} - 2U_{\text{RE}}}{2R_z}.$$

Střední hodnota

$$I_{\text{výst}} = \frac{I'_{\text{výst}}}{\pi}.$$

Při plném buzení je mezní trvalý efektivní sinusový výkon

$$P = \frac{\left(\frac{U_N}{2} - U_{\text{CE SAT}} - U_{\text{RE}}\right) I'_{\text{výst}}}{\sqrt{4}} = \\ = \frac{\left(\frac{U_N - 2U_{\text{CE SAT}} - 2U_{\text{RE}}}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R_z} = \\ = \frac{(U_N - 2U_{\text{CE SAT}} - 2U_{\text{RE}})^2}{8R_z}.$$

Přitom příkon ze zdroje

$$P_N = U_N \frac{I'_{\text{výst}}}{\pi} = \\ = \frac{U_N (U_N - 2U_{\text{CE SAT}} - 2U_{\text{RE}})}{2\pi R_z}.$$

Odpovídající účinnost (teoretická)

$$\eta = \frac{P}{P_N} = \frac{\frac{U_N^2}{8R_z}}{\frac{U_N^2}{2\pi R_z}} = \frac{\pi}{4} = 78,5 \, \%.$$

Tranzistory nemají maximální kolektorovou ztrátu při plném buzení, avšak tehdy, je-li buzení

$$\frac{2}{\pi} P_T = \frac{P_N - P}{2};$$

$$P_{T\text{max}} = \frac{P_N - P}{2} \doteq$$

$$\doteq \frac{\frac{U_N^2 m}{2\pi R_z} - \frac{U_N^2 m^2}{8R_z}}{2} =$$

$$= \frac{\frac{2U_N^2}{2\pi^2 R_z} - \frac{4U_N^2}{8\pi^2 R_z}}{2} =$$

$$= \frac{U_N^2}{4\pi^2 R_z}; \quad m = \frac{2}{\pi}.$$

Srovnáním se vztahem pro mezní efektivní výkon

$$\frac{P}{P_{T\text{max}}} = \frac{\frac{U_N^2}{8R_z}}{\frac{U_N^2}{4\pi^2 R_z}} = \frac{\pi^2}{2} \doteq 5$$

docházíme k závěru, že dosažitelný efektivní výkon koncového stupně může být přibližně pětkrát větší, než je maximální přípustná kolektorová ztráta jednoho tranzistoru.

Při praktickém výpočtu koncového stupně je nejlépe vycházet z požadovaného výkonu. Z tohoto hlediska nejprve vybereme vhodný typ tranzistoru. Pomocí již uvedených vztahů kontrolujeme, zda tranzistor vyhovuje parametry  $U_{\text{CE max}}$ ,  $I_{\text{C max}}$ ,  $P_{\text{C max}}$ . V našem případě se k osazení tohoto stupně používá tranzistor KU601. Volba byla ovlivněna snahou po teplotní stabilitě a (vzhledem k dosažitelným germaniovým tranzistorům a) vyšším  $f_T$ . Pokud bychom se drželi údajů výrobce, je v tomto případě omezujícím činitelem velikost  $I_{\text{C max}}$ . Potom trvalý efektivní výkon  $P$ , který může zesilovač bez poškození odevzdat do zátěže, je



$P = \frac{I_{C\max}^2}{2} R_z$ . Odpovídající napájecí napětí je možno určit ze vztahu  $U_N = 2,8 \sqrt{PR_z} + 2U_{CE\text{ SAT}} + 2U_{RE}$ .

Všechny dosavadní úvahy vycházely z předpokladu, že koncový stupeň pracuje ve třídě B. V tomto režimu dochází k silnému přechodovému zkreslení vlivem nelinearit v oblasti malých kolektorových proudů. Proto se u zesilovačů tohoto typu zavádí malý klidový proud, posouvající pracovní bod z nelineární oblasti v okolí  $I_{CE0}$ . Tím se ovšem zmenšuje celková účinnost zesilovače, která je v praxi asi 60 %. Je třeba si také uvědomit, že dosavadní rozbor platí pro buzení sinusovým signálem. Pro přirozený akustický signál je střední výstupní výkon značně menší. Z hlediska odolnosti vůči zkratu a komplexnímu charakteru zátěže je koncový stupeň vybaven tyristorovou pojistkou. Dosud jsme uvažovali zatěžovací odpor jako reálný. V praxi však může nastat řada případů, kdy má zátěž komplexní charakter takového tvaru, při němž dochází ke zvětšení odběru proudu  $I'_{\text{výst}}$ . Tento stav může nastat při použití reproduktorových soustav s výhybkami. Podobné následky má také přebuzení zesilovače, kdy je v mezním případě zesilovač buzen prakticky obdélníkovým signálem. Pokud nemají koncové tranzistory rezervu v  $I_{C\max}$ , dochází k jejich přetížení. Nejhorším případem přetížení koncového stupně je zkrat na jeho výstupu, což v běžných případech má za následek zničení koncových tranzistorů i budiče nadměrným kolektorovým proudem. Z uvedených důvodů je koncový stupeň

vybaven elektronickou pojistkou. Kromě jednoduchosti a spolehlivosti má použití tyristoru na tomto místě výhodu ve snadném přizpůsobení pro různé druhy koncových tranzistorů a zatěžovacích impedancí jediným odporem. Schéma pojistky je na obr. 36.

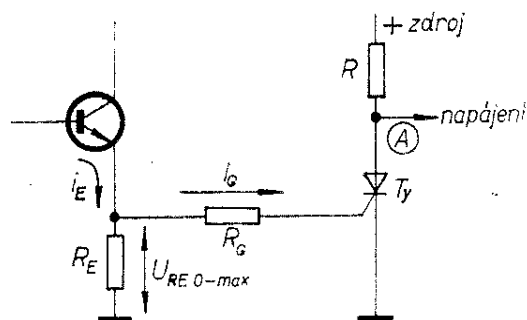
Podstata činnosti: na emitorovém odporu  $R_E$  tranzistoru dochází průchodem proudem  $I_E$  k úbytku napětí. Jeho velikost je úměrná velikosti proudu tekoucího do zátěže. Odporem  $R_G$  se nastaví proud  $I_G$  tak, aby tyristor „sepnul“ při dosažení maximálního povoleného proudu  $I_E$ . Tím se okamžitě (v bodě A) zmenší napájecí napětí téměř na nulu a koncový stupeň přestává být buzen. Pro další činnost je třeba přijímač vypnout a znovu zapnout.

### Stabilizace pracovního bodu

Zesilovač pracuje ve třídě AB; z toho vyplývá nutnost nastavit klidový proud  $I_{E\min}$ . K tomu se využívá napětí na diodě v propustném směru, které se v širokém rozsahu protékajících proudů mění pouze nepatrně. V praxi jde o křemíkové diody typu KA501, na nichž je úbytek asi 2,4 V. Pro přesné nastavení slouží plynulý odporový dělič 820  $\Omega$ . K teplotní kompenzaci slouží termistor. Charakteristickým rysem termistorů je velký rozptyl jejich charakteristik, kompenzace je proto velmi přibližná (zcela však postačuje). Termistor je upevněn izolovaně na chladiči koncového tranzistoru  $T_{17}$ . Se zvětšující se teplotou se zmenšuje jeho odpor, tím se zmenšuje klidové předpětí bází  $T_{12}$  a  $T_{15}$  a tím také klidový proud koncových tranzistorů.

### Zkreslení a zpětné vazby

U jakostního zesilovače je třeba potlačit zkreslení na nejmenší možnou míru. Přechodové zkreslení v oblasti malých výkonů se potlačuje nastavením klidového proudu koncových tranzistorů. Při použití tranzistorů s podstatně se lišícími proudovými zesilovacími činiteli  $\beta$  dochází ke zkreslení druhou harmonickou. Aby nedocházelo v oblasti vyšších výkonů



Obr. 36. Schéma elektronické pojistky

ke zkreslení lichými harmonickými, musí se používat tvrdý napájecí zdroj s minimálním vnitřním odporem. Zdroj musí být i dokonale uzemněn pro vf signály, aby nedocházelo k rozkmitávání zesilovače.

K dalšímu zmenšení zkreslení jsem použil několik zpětných vazeb:

a) V bodě X je ss složka rovná přibližně polovičnímu napájecímu napětí. Vlivem teplotních nestabilit se toto napětí mění. Mění se však i předpětí, zaváděné (z bodu X) do báze  $T_{14}$  tak, aby působilo proti původním změnám. Odpor  $R_{79}$  slouží k linearizaci vstupní charakteristiky tranzistoru  $T_{14}$ .

b) Pro střídavé signály je zásadní zpětná vazba, jejíž smyčka se uzavírá přes celý koncový zesilovač ( $R_{86}$ ,  $C_{87}$ ,  $R_{78}$ ). Přispívá ke stabilitě zesilovače a zlepšuje jeho přenosové vlastnosti. Zásadním způsobem zmenšuje harmonické zkreslení. Rovněž příznivý je její vliv na kmitočtovou charakteristiku zesilovače a na zmenšení jeho výstupního odporu.

c) V oblasti velkých budicích signálů se zmenšuje vstupní odpor tranzistoru  $T_{15}$ , což se při záporných půlvlnách výstupního signálu projevuje zmenšením amplitudy výstupního signálu. Jedná se tedy především o zkreslení druhou harmonickou. Tomu do značné míry zabráňuje zapojení odporu  $R_{83}$ . Pro zachování proudové symetrie je shodný odpor zařazen také do kolektoru  $T_{13}$ .

d) Kladná zpětná vazba, jejíž pomocí se superponuje (kapacitou) na stejnosměrné napájecí napětí střídavá složka výstupního napětí tak, aby působila zdánlivou změnu kolektorového zatěžovacího odporu – to se projevuje jako zvětšení budicího napětí invertoru.

e) Malé emitorové odpory  $R_{91}$  a  $R_{92}$  v obvodu koncových tranzistorů částečně linearizují jejich  $R_{vst}$ ; jejich význam však spočívá především v úpravě součinitele tlumení, což je poměr zatěžovacího odporu a vnitřního odporu zesilovače. Součinitel tlumení má podstatný vliv na akustické vlastnosti připojené reproduktorové soustavy.

f) Členy  $R_{90}$  a  $C_{88}$  se podílejí na dobrých pulsních vlastnostech zesilovače. Upravují fázovou charakteristiku v oblasti

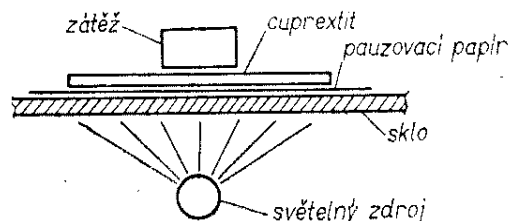
vyšších kmitočtů a omezují náchylnost k vf oscilacím.

V praktické části si popíšeme zhotovení a oživení dílčích obvodů, které jsou na destičkách s plošnými spoji.

## Zhotovení desek s plošnými spoji

Při realizaci přijímače jsem použil ke zhotovení desek s plošnými spoji kontaktní fotografickou metodu, která je z hlediska kvality a pracnosti při drobné jednorázové výrobě velmi vhodná.

Spojový obrazec si nejprve nakreslíme tužkou, přičemž používáme doporučený rastr  $2,5 \times 2,5$  mm. Na základě zkušeností se ukázalo užitečné dodržovat rastr s určitými výjimkami, neboť zásadní dodržování rastru u složitějších obvodů prodlužuje podstatně návrh spojů. Rastr jsem proto použil pouze pro díry pro odpory a elektrolytické kondenzátory s jednostrannými vývody. Po dokončení návrhu spojů přeneseme obraz spojů tlustším trubičkovým perem na pauzovací papír. Po kontrole vylišujeme papír založením do knihy, kterou zatížíme. Obrázek potom přeneseme na destičku z cuprexitu, opatřenou světlocitlivou emulzí. Na skleněné desce je položen pauzovací papír s obrazcem, přikrytý osvětlovanou destičkou (obr. 37). Ta musí být vhodným způsobem zatížena, aby byl kontakt s papírem dokonalý po celé ploše. Nejdůležitější je volba vhodného zdroje osvětlení – v domácích podmínkách se nejlépe osvědčuje horské slunce. Osvětlení je třeba volit tak, aby bylo rovnoměrné po celé ploše destičky. Vhodnou expoziční dobu určíme na zkušebních prouzcích destičky. Běžně se pohybuje v rozsahu 10 až 20 minut. Po expozici ponoříme desku do vývojky, kterou



Obr. 37. Zhotovení desky s plošnými spoji

tvoří 1% roztok NaOH (hydroxidu sodného). Vatou otíráme desku, až na ní budou patrný pouze ostré obrysy plošných spojů. Vše můžeme dělat za denního světla, ovšem bez přímého osvětlení slunečními paprsky. Desku opláchneme vlažnou vodou a vložíme do leptací lázně, tvořené vodním roztokem FeCl (chloridu železitého) o hustotě asi 35 Bé, do něhož přidáme asi 3 % HCl (kyseliny chlorovodíkové). Deskou v lázni občas mírně pohybujeme, abychom odstranili vylučující se měď. Opláchnutou desku znovu ponoříme do vývojky, čímž se odstraní zbylá emulze. Po důkladném omytí v teplé vodě je deska připravena k mechanickému opracování.

Opracovanou desku přegumujeme na straně spojů tvrdou mazací pryží. Uvedeným způsobem byly zhotoveny všechny desky s plošnými spoji v přijímači. Vývody z desek opatříme dutými mosaznými nýtky o  $\varnothing$  1,6 mm. Vzhled hotových destiček dosahuje profesionální úrovně.

Desky s plošnými spoji lze ovšem i objednat na dobírku u radioklubu Smaragd, PS 116, Praha 10, Strašnice, nebo zakoupit v prodejně Radioamatér, Žitná 7, Praha 1.

### *Deska vstupních obvodů*

Schéma vstupních obvodů je na obr. 38. Spojový obrazec spolu s orientačním schématem součástí a vývodů je na obr. 39. Před zapojováním zkontrolujeme pečlivě celou destičku, přičemž věnujeme pozornost především zkratům mezi spoji nebo jejich přerušením. Závady ihned odstraníme.

Při zapojování desku osadíme nejprve odpory a kondenzátory, potom zapájíme cívky a polovodiče. Nakonec připevníme ladicí kondenzátor, který umístíme na pryžové podložky.

Navíjecí předpisy pro jednotlivé cívky jsou v tab. 1. S obstaráváním vhodných koster a krytů budou pravděpodobně určité problémy. Z hlediska kostříček pro  $L_1, L_2; L_3; L_6; L_{161}; L_{102}; L_{103}, L_{104}$  lze do značné míry improvizovat. Lze použít kostry jakéhokoli jiného typu s odpovídajícím vnějším průměrem. Pro propust

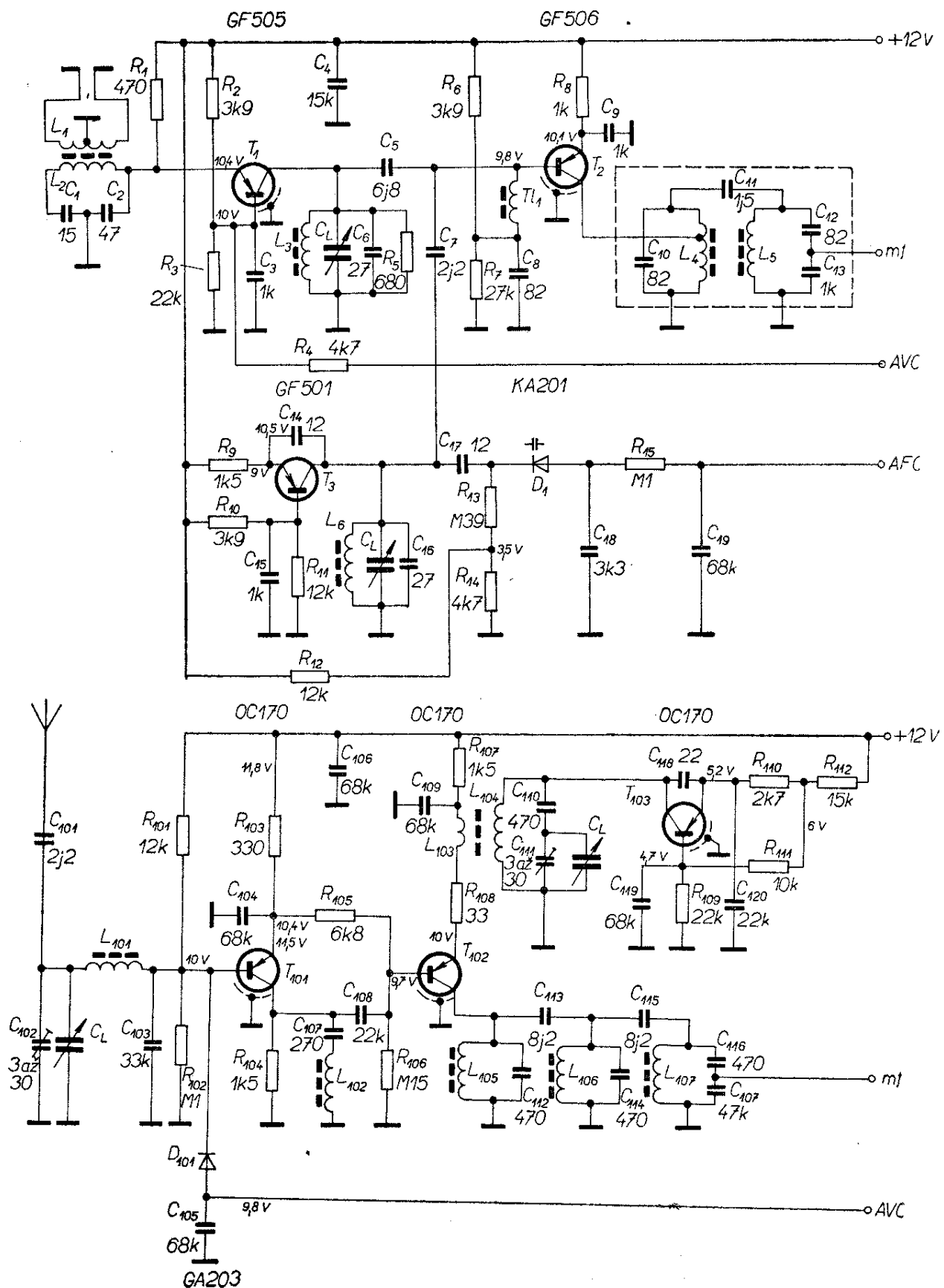
$L_4, L_5$  je možno rozebrat nejlevnější typ mf transformátoru pro TV přijímače, které se prodávají např. v prodejně Radioamatér v Žitné ulici, Praha 1. Pro cívky mf propusti AM lze použít sestavy mf transformátorů z různých tranzistorových přijímačů.

V souvislosti se zhotovováním cívek je třeba upozornit na nutnost pečlivé práce, především z hlediska zachování dlouhodobé stability indukčnosti. Vinutí pro vstupní obvody VKV se skládají prakticky z několika závitů. Zde se osvědčil způsob výroby podle obr. 40. Oba konce vinutí zajišťujeme ohnutím za pomocný proužek tenkého pertinaxu nebo jiného materiálu bez jakéhokoli zavazování konců. Po předběžném nastavení zpevníme cívku zakápnutím trolitulovým lakem nebo Kanagomem. Křížová vinutí zpevňujeme stejným způsobem. Pečlivost při práci se v budoucnu vrátí v podobě stálých parametrů přijímače. Kostříčky cívek jsou upevněny v destičce prostým zamáčknutím do těsných otvorů, předem potřených vrstvou Kanagomu.

Po osazení desky a kontrole zapojení očistíme mechanicky spodní stranu desky od kalafuny a omyjeme lihem. K tomu je výhodné použít starý kartáček na zuby.

Nyní můžeme zkontrolovat stejnosměrná napětí v obvodech. Na destičku přivedeme napětí 12 V (postupně na AM a FM díl) a vhodným voltmetrem ověřujeme, zda souhlasí napětí, označená ve schématu přístroje (obr. 38). Pro práci je výhodné pevné uchycení desky, např. svérákem. Nesouhlasí-li napětí, kontrolujeme, zda nejsou zkratky mezi spoji a vadné polovodiče. Jsou-li ss napětí v pořádku, můžeme přistoupit k oživení celé jednotky.

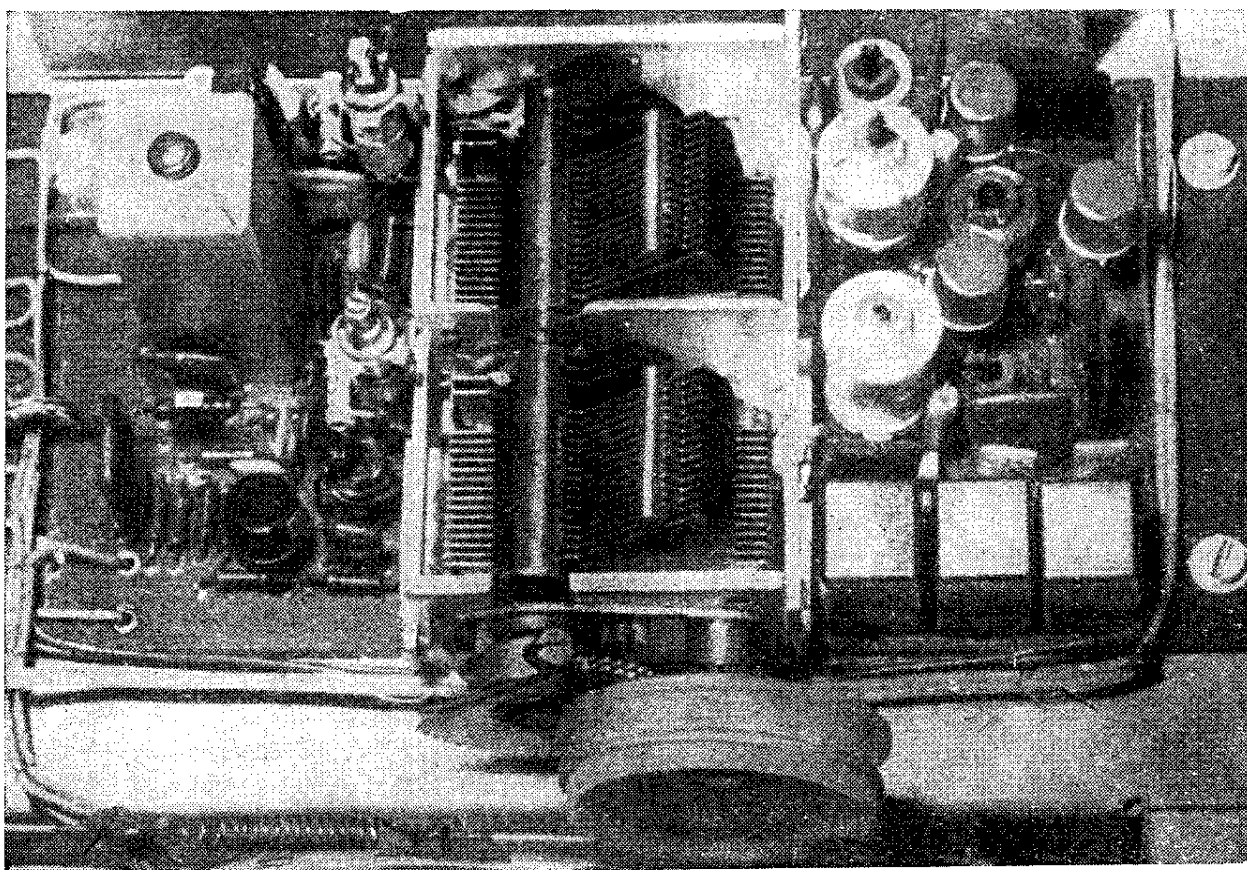
Začneme s obvody středních vln. Nejprve ověříme činnost oscilátoru. Na odpor  $R_{112}$  připojíme voltmetr s rozsahem asi 10 V. Při protáčení ladicího kondenzátoru se musí měnit výchylka měřidla. Pokud tomu tak není, je při souhlasu naměřených ss napětí chyba v zapojení cívky  $L_{104}$ , zkrat na ladicím kondenzátoru nebo kondenzátorovém trimru. Činnost oscilátoru můžeme kontrolovat i jiným přijímačem. Spojíme-li kolektor tranzistoru oscilátoru přes kondenzátor s malou



Obr. 38. Zapojení vstupních obvodů  
(místo C<sub>107</sub>, 47k, má být správně C<sub>117</sub>, 47k)


$$32 \cdot \frac{5}{70} R_K$$





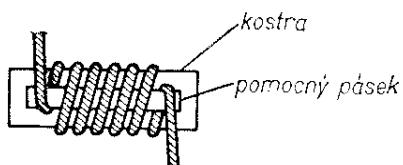
Obr. 39b. Skutečné provedení desky podle obr. 39a

kapacitou ( $C < 10 \text{ pF}$ ) s anténními svorkami přijímače, pak zhruba od střední polohy rotoru kondenzátoru zkoušeného dílu (směrem k „zavřenému“ kondenzátoru) musíme na kontrolním přijímači (rozsah SV) zachytit hvizdy, indikující činnost oscilátoru.

Pokud oscilátor pracuje a máme-li k dispozici signální generátor s amplitudovou modulací (např. Tesla BM 368), zapojíme ho na vstupní svorky. Jakýmkoli sledovačem signálu, tj. v podstatě nf zesilovačem s neladěným detektorem na vstupu, můžeme kontrolovat funkci obvodu: V kolektoru  $T_{101}$  zesílený vf signál, v kolektoru  $T_{102}$  signál o mf kmitočtu. Pokud uvedené přístroje nemáme, oživujeme vstupní obvody až při oživování celého přijímače. Laděné obvody (kromě základního ověření jejich funkce) zatím nenastavujeme.

Větší pozornost budeme věnovat vstupnímu dílu VKV. Nejprve opět zkontrolujeme činnost oscilátoru. K tomuto účelu je nejlépe použít absorpční vlnoměr

(např. Tesla BM 342). Přívod AFC spojíme s kostrou. Přiblížením vlnoměru k cívice oscilátoru (kolmo na destičku) kontrolujeme indikačním měřidlem mezní kmitočty oscilací v proládovaném pásmu. Je užitečné nastavit oscilátor předběžně do rozsahu 76,5 až 85,5 MHz. Zapojení oscilátoru bylo ověřováno s několika různými tranzistory a se všemi pracovalo spolehlivě. Pro úpravu kmitočtového rozsahu postačí pravděpodobně změna polohy jádra cívky  $L_6$  a doladění kapacitního trimru  $C_{16}$ . Pokud tímto způsobem nebude možno požadovaný rozsah nastavit, je třeba upravit indukčnost stlačováním (roztahováním) závitů cívky oscilátoru. Je-li absorpční vlnoměr nedostupný, oscilátor zatím nenastavujeme. Cívkou  $L_6$  nyní zkratujeme kouskem drátu a ověříme si činnost vf zesilovače. Pro tento účel je nejvhodnější použít rozmítač (vhodný typ Tesla BM 419). Signál z rozmítače zavedeme na anténní zdířky přes symetrizační člen nebo přímo na svorky 1,0. Je si třeba uvědomit, že



Obr. 40. Cívky pro VKV

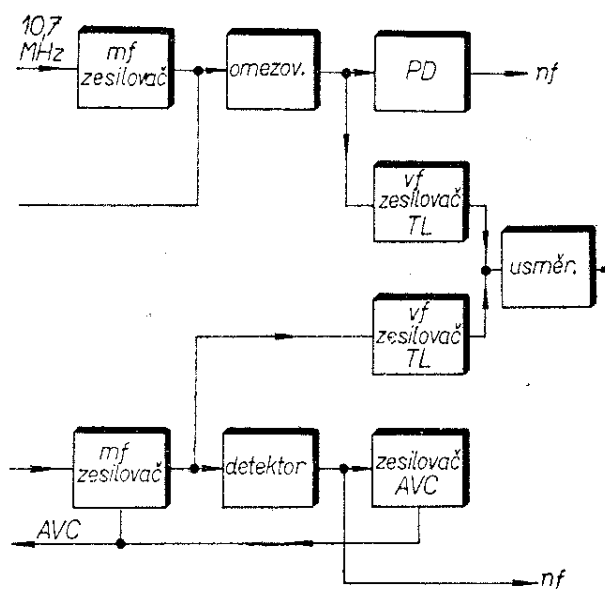
kapacita  $C_{12B}$  zavádí v zesilovači kladnou zpětnou vazbu, což při nevhodném součinu vnějších vodivostí může vést k deformaci útlumové charakteristiky a být příčinou nestability. Proto je kolektorový obvod LC tlumen odporem  $R_5$ . Při nedostupnosti rozmítače je nejlépe dodržet pro  $R_5$  doporučenou hodnotu  $680 \Omega$ . V tom případě stačí pro nastavení sací měřič. Mf propust  $10,7 \text{ MHz}$  lze předběžně nastavit signálním generátorem (výstup generátoru, zakončený příslušným odporem, zavedeme přes kapacitu  $10 \text{ nF}$  na bázi tranzistoru  $T_2$ ). Jakýmkoli vf voltmetrem, případně osciloskopem s mezním kmitočtem přes  $10 \text{ MHz}$ , připojeným do bodu mf (obr. 38) kontrolujeme signál na výstupu propustě. Feritovými jádry cívek  $L_4$  a  $L_5$  nastavíme přibližně maximální výchylku, resp. amplitudu signálu na výstupu. Uvedený postup sice neodpovídá podmínkám nastavení pásmové propusti, předladění je však vhodné pro pozdější oživování přijímače.

Po skončení uvedených operací odpojíme všechny přívody, odstraníme zkrat na cívce oscilátoru a AFC. V této fázi je vhodné zaznamenávat si naměřené údaje a výsledky do sešitu. Při možných pozdějších komplikacích jsou často velmi užitečné.

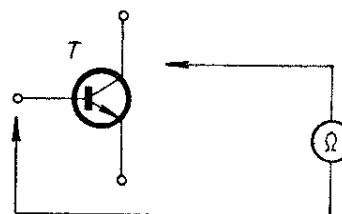
#### Deska mezifrekvenčních zesilovačů

Funkční zapojení mezifrekvenčních zesilovačů spolu s příslušnými detektory a obvody tichého ladění je na obr. 41. Nejprve opět zkontrolujeme stejnosměrné napětí v obvodech. Zásadní nesouhlas s údaji ve schématu bude s největší pravděpodobností nutno přičíst především na vrub vadných tranzistorů. Řada součástí se v amatérské praxi získává výměnou. Je velmi užitečné ověřit si alespoň

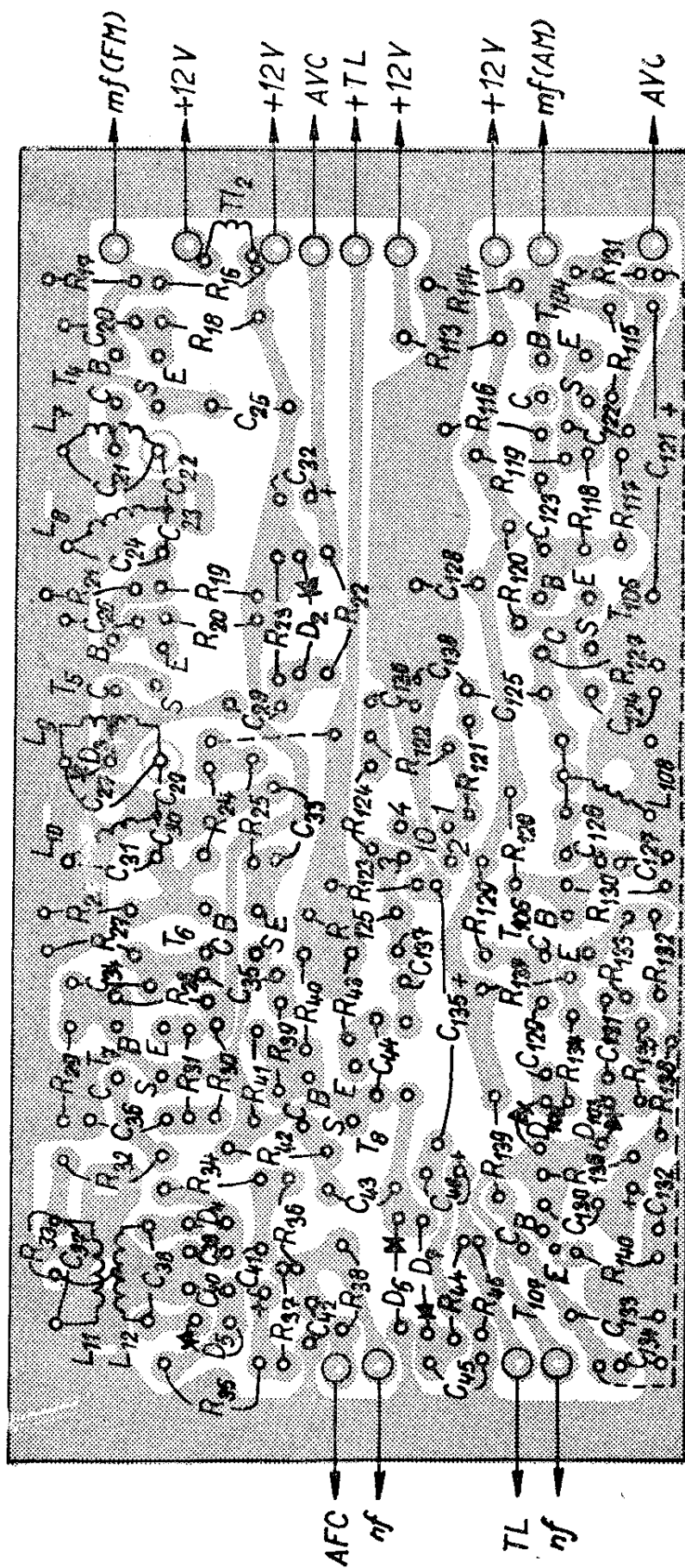
jednoduchou kontrolou jakost především polovodičových prvků. Jednoduchý způsob kontroly, který spolehlivě indikuje stav tranzistoru, je na obr. 42. Obyčejným ohmmetrem kontrolujeme stav tranzistoru tak, že měříme odpory diod báze – emitor a báze – kolektor v propustném a závěrném směru. Jeden konec ohmmetru připojíme na bázi, druhým koncem se dotýkáme postupně emitoru a kolektoru. Potom prohodíme oba konce přístroje a postup opakujeme. Tímto způsobem spolehlivě zjistíme a lokalizujeme přerušení nebo zkrat přechodů. V tab. 2 jsou uvedeny naměřené údaje některých běžných tranzistorů. Srovnáním naměřených výsledků můžeme do určité míry usuzovat na stav tranzistoru. Tak kontrolujeme všechny polovodiče před zapájením do desky.



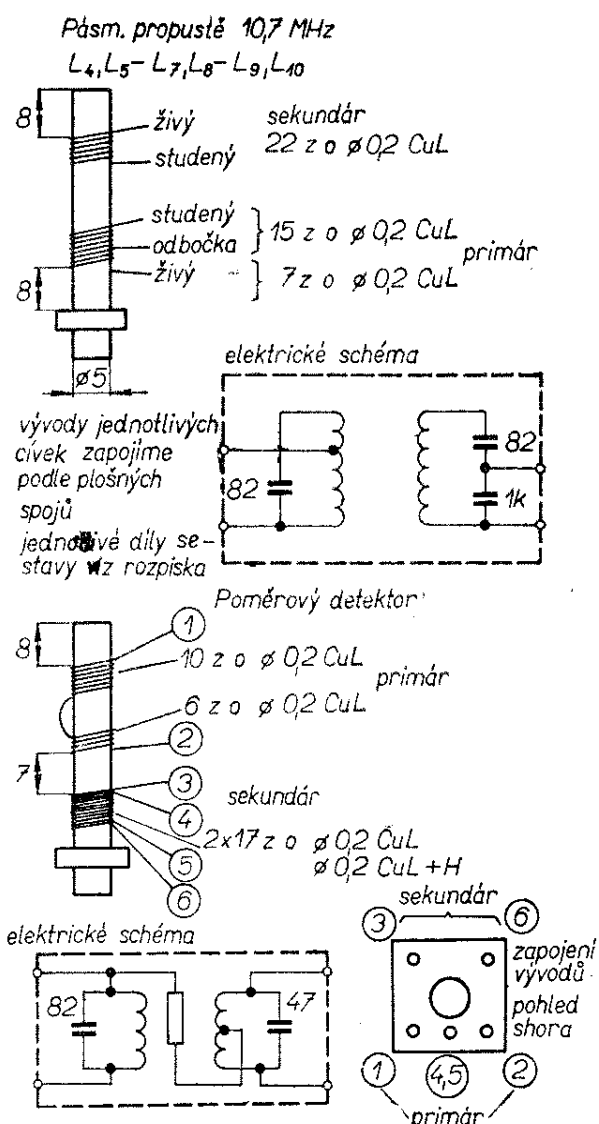
Obr. 41. Blokové schéma mf zesilovačů a obvodů tichého ladění



Obr. 42. Kontrola stavu tranzistoru ohmmetrem



Obr. 43. Deska s plošnými spoji mf zesilovačů (Smaragd D69)



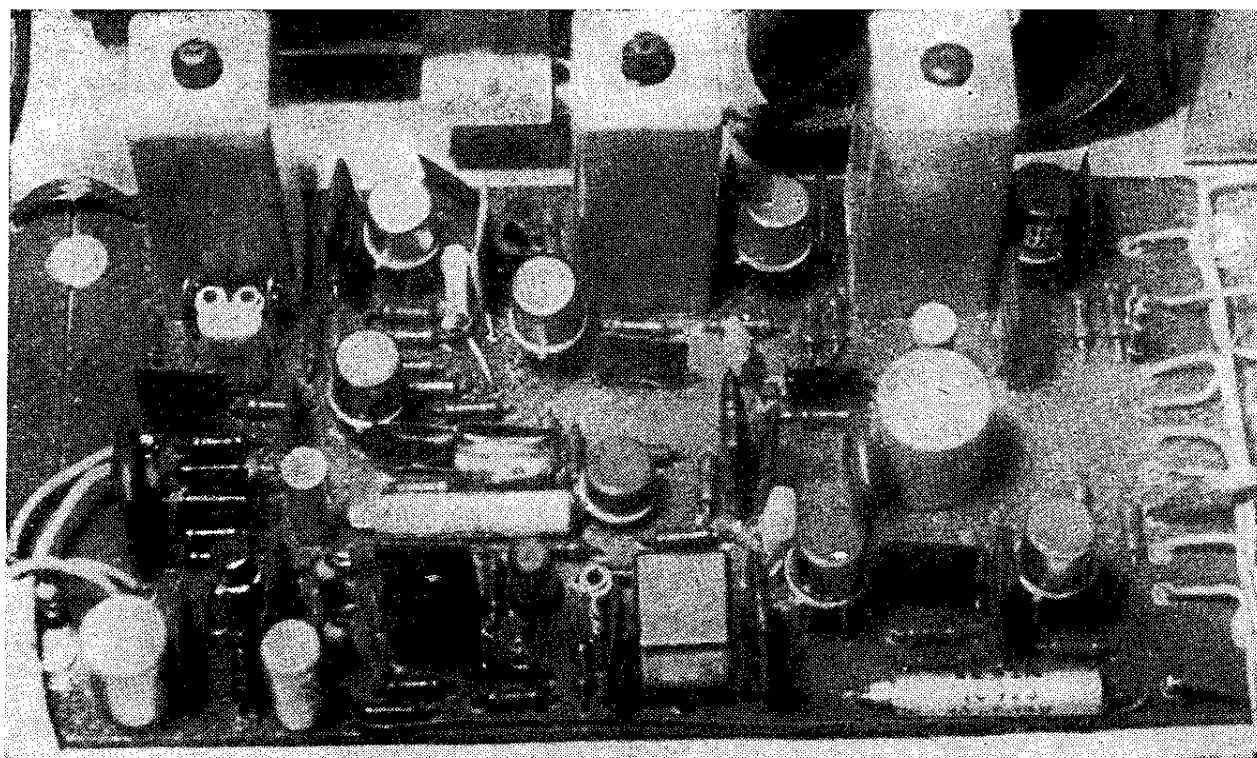
Obr. 44. Cívky přijímače VKV (průměry drátů v mm. Kostřička je typu 4 PA 26 016, destička 4 PF 81 621, kryt 4 PA 687 06)

Obrazec plošných spojů je na obr. 43. Navíjecí předpisy pro cívky jsou na obr. 44. Představu o zapojení a konkrétním provedení desky dává obr. 45. Při kontrole stejnosměrných napětí vycházíme opět ze schématu na obr. 46. V každém případě bude nutno individuálně nastavit režim integrovaného obvodu MAA145 (odporem  $R_{124}$ ). Nejlépe je nahradit odpor potenciometrem (asi 0,5 M $\Omega$ ) a jeho otáčením nastavit v bodu C napětí asi 6 V. Podle úhlu natočení odhadneme velikost odporu (nebo odpor změříme), kterým potom potenciometr nahradíme. Pokud

jsou naměřená napětí v relaci se schématem, můžeme přistoupit k oživení mf zesilovačů; nejdříve oživujeme mf zesilovač přijímače AM.

Na bázi  $T_{104}$  přivedeme přes kondenzátor 0,1  $\mu$ F modulovaný signál ze signálního generátoru. Vhodný tovární typ je např. Tesla BM 368. Nastavíme kmitočet 456 kHz. Postup signálu a jakost jeho zpracování je nejlépe sledovat osciloskopem. Pro tento účel vyhoví prakticky každý typ, ze známých výrobků je vhodný např. Křížík T565. Lze použít i sledovač signálu. Změnou indukčnosti  $L_{108}$  nastavíme maximální velikost napětí na výstupu. Osciloskopem je vhodné kontrolovat signál na kolektoru a emitoru  $T_{104}$ . Amplitudy signálu mají být v obou bodech stejné, při zvyšování úrovně budicího signálu má docházet k přibližně oboustrannému omezování. V tomto smyslu také kontrolujeme linearitu signálu a stejnosměrné poměry tranzistoru  $T_{105}$ . Kontrolujeme i obvod tichého ladění. Při zvyšování úrovně vstupního signálu se má úroveň vf signálu na výstupu IO zvětšovat (spolu s ní i úroveň usměrněného signálu). V praxi postačí měřit ss napětí v bodě TL. Bez signálu je napětí přibližně nulové, se zvětšujícím se signálem je až 2,5 V. Rovněž lze orientačně ověřit funkci AVC. Na kondenzátoru  $C_{134}$  musí být bez vstupního signálu napětí asi 9,5 V, se zvětšujícím se signálem se napětí mění až na 11,5 V. Zvětšováním úrovně vstupního signálu se musí zmenšovat emitorový proud tranzistorů  $T_{104}$  a  $T_{105}$ . Proud výhodně kontrolujeme měřením napětí na odporech  $R_{119}$ ,  $R_{120}$ . Jmenovité údaje jsou uvedeny ve schématu. Tím je možno považovat oživení tohoto dílu za ukončené. Oživení mezifrekvenčního dílu FM spočívá (po kontrole ss napětí) v podstatě v jeho naladění. K tomu je nejlépe použít rozmítač kmitočtů. Vhodnou kombinací pro toto nastavování tvoří např. rozmítač Tesla BM 419 a osciloskop Křížík T565. Základní zapojení přístrojů je na obr. 47.

Nejprve nastavíme poměrový detektor PD. Signál z výstupu rozmítače zakončeného odporem (75  $\Omega$ ) zavedeme přes kapacitu 10 nF přímo na bázi  $T_7$ . Výstup detektoru připojíme přímo (bez sondy)



Obr. 45. Provedení desky z obr. 43

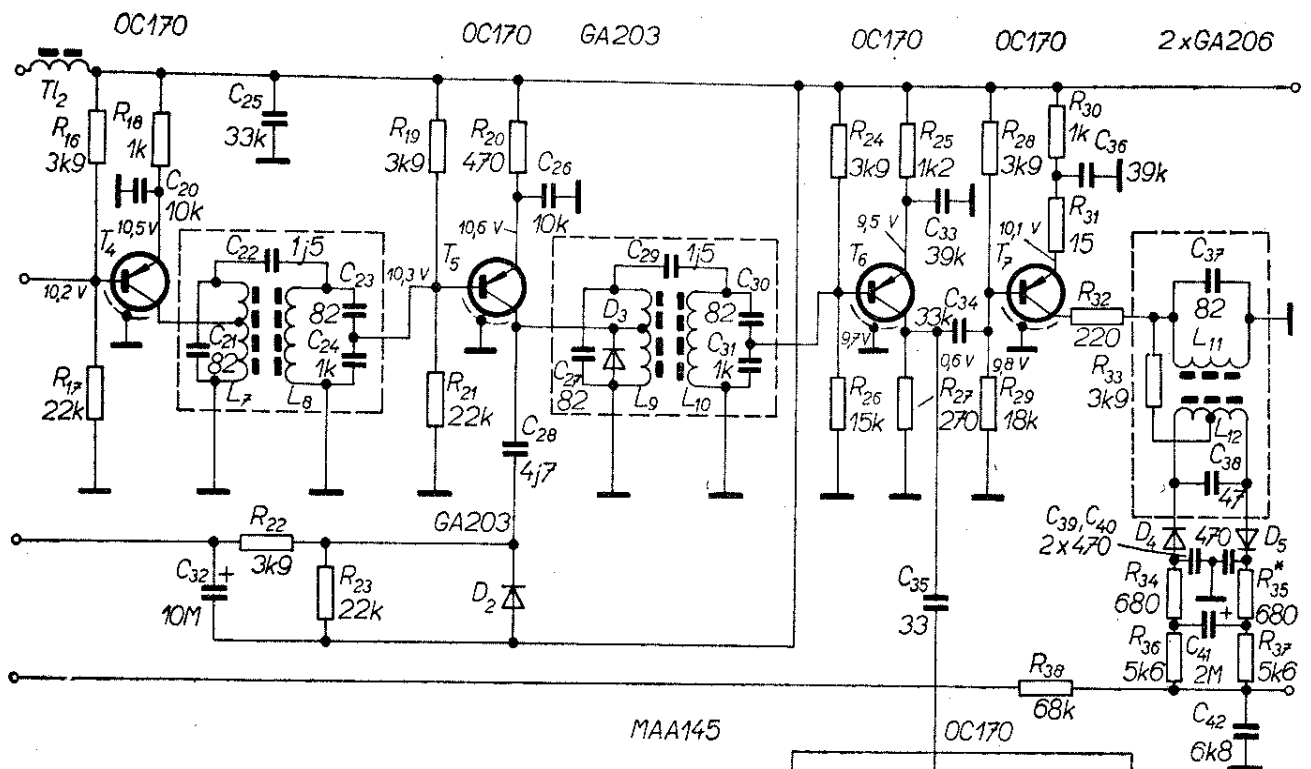
na vstup osciloskopu. Při použití rozmítače BM 419, který má vnitřní generátor značek, zavádíme výstup detektoru do slučovací koncovky. Pokud použijeme rozmítač, který nemá vnitřní značkování, je zapotřebí přivádět značky ze zvláštního generátoru. Úroveň výstupního signálu rozmítače nastavíme nejprve na maximální úroveň. Jádry cívek  $L_{11}$  a  $L_{12}$  nastavíme nejprve charakteristickou křivku  $S$ . Pomocí značky 10,7 MHz ji potom nastavíme do pásma. Jádru sekundární cívky má vliv především na posuv křivky  $S$  po kmitočtové ose, jádrem primární cívky nastavujeme linearitu (obr. 48).

Signál nyní přepojíme do báze  $T_6$  a kontrolujeme závislost linearity detektoru na velikosti signálu. Díky omezovači nemůže docházet k přebuzení tranzistoru  $T_7$ . Od určité malé úrovně až do plné úrovně vstupní o signálu musí být charakteristika lineární, především v okolí středního kmitočtu. Pokud se linearita s velikostí signálu mění, změníme odpor  $R_{35}$ , jímž kompenzujeme odlišné charakteristiky diod  $D_4$ ,  $D_5$ . Linearita, naměřená u vzorku, byla v celém rozsahu lepší než 3 %. Šířka pásma křivky  $S$  se při zvyšování

úrovně budicího signálu zvětšuje. U použitého detektoru je vzdálenost vrcholů přibližně 700 kHz. Detektor je vhodný jak pro mono, tak i pro stereofonní přijímač. Vzhledem k AFC je důležitý smysl křivky  $S$ . Je-li její charakter opačný než na obr. 48, je třeba změnit polaritu diod  $D_5$  a  $D_4$ . Potom bude nutno ladící postup opakovat.

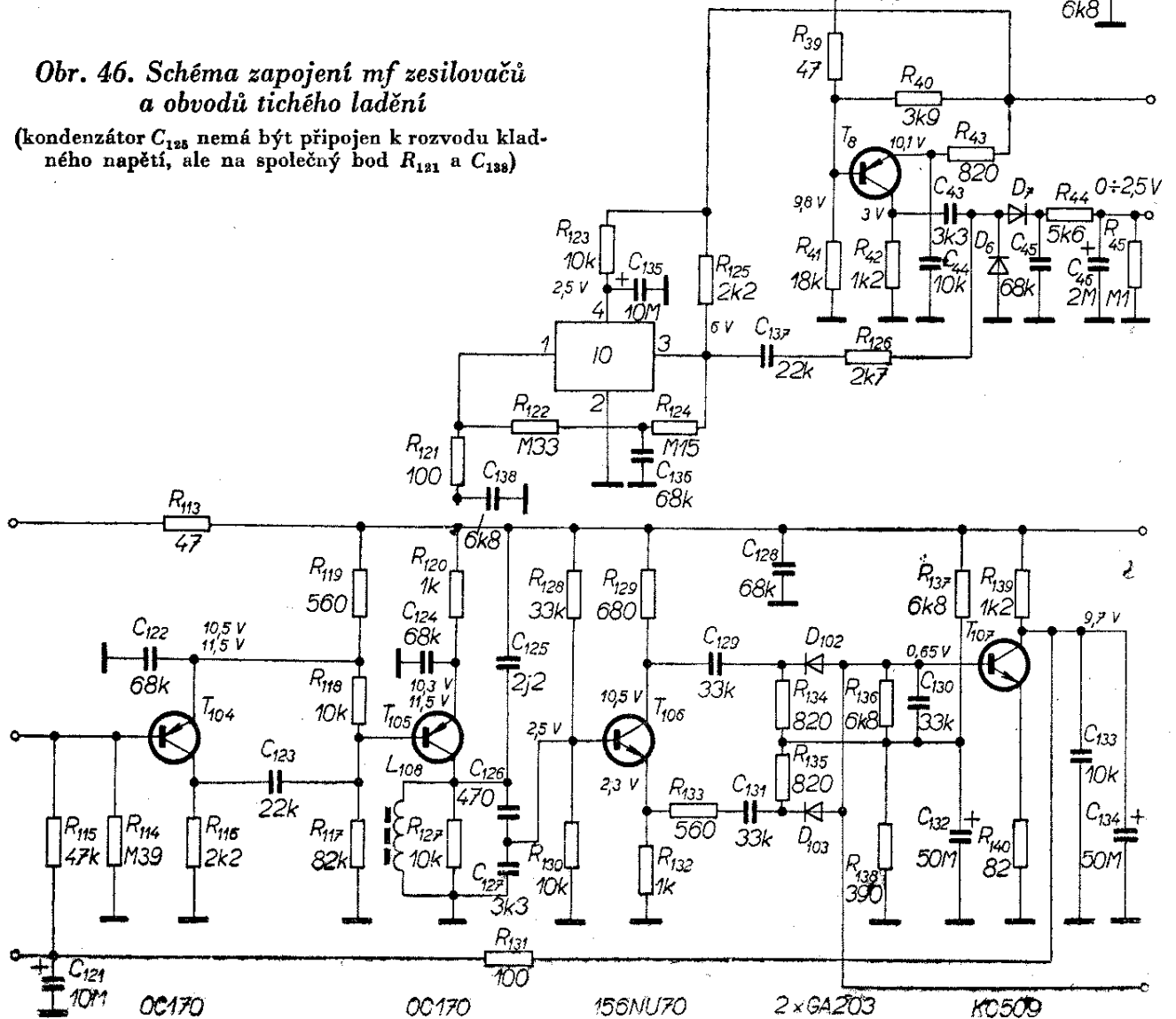
Dále si přibližně nastavíme mf pásmové propustě. Zakončený výstup rozmítače přemístíme (opět přes kondenzátor) do báze  $T_4$ . Detekční sondou, zapojenou na vertikální vstup osciloskopu, snímáme postupně útlumovou charakteristiku celého mf zesilovače. Sondou zapojujeme postupně na báze  $T_5$ ,  $T_6$  a  $T_7$ . Šířka pásma (3 dB) celého zesilovače je pro monofonní verzi při dostatečné úrovni signálu asi 200 kHz, pro stereo 300 kHz. Se zmenšováním úrovně vstupního signálu se propustné pásmo částečně zužuje.

Obvody mf propustí nastavujeme na maximum výstupního signálu. Tvar křivky je určen konstrukcí propustí. Nesmí docházet k prosedlání charakteristiky. V takovém případě je některý z obvodů naladěn mimo rezonanční kmitočet. Ty-

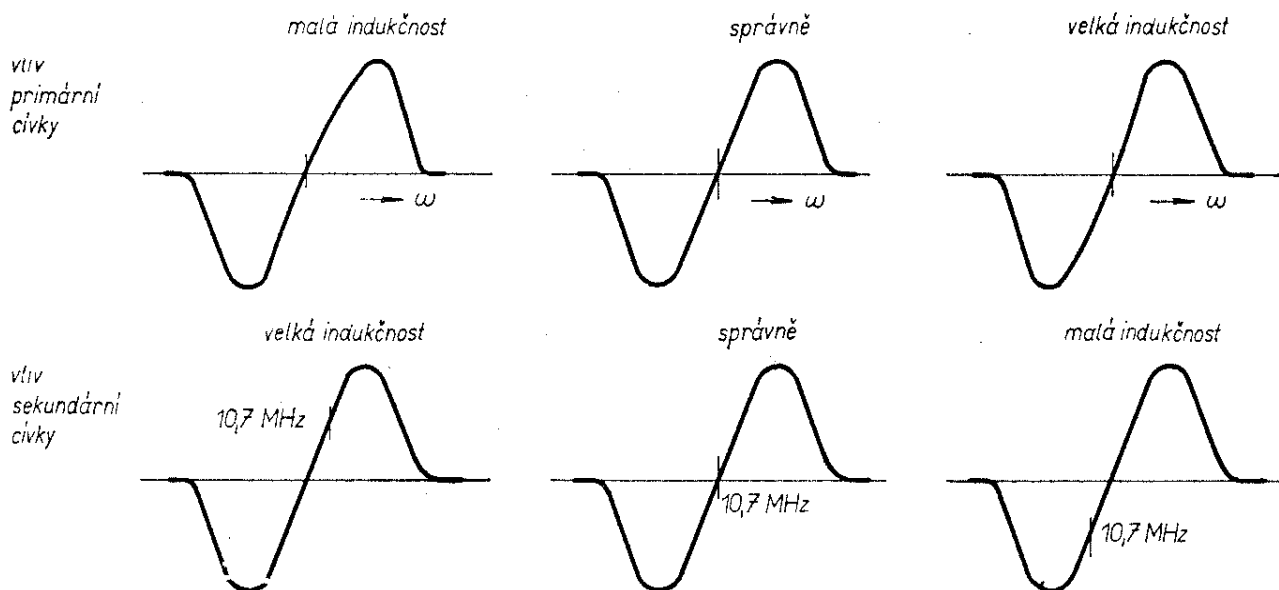
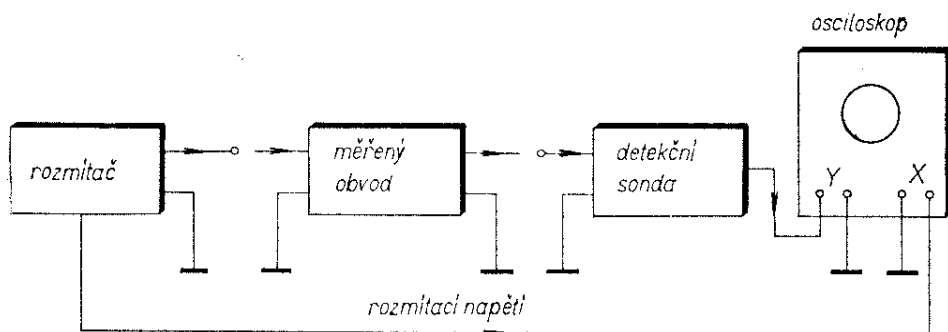


**Obr. 46. Schéma zapojení mf zesilovači  
a obvodů tichého ladění**

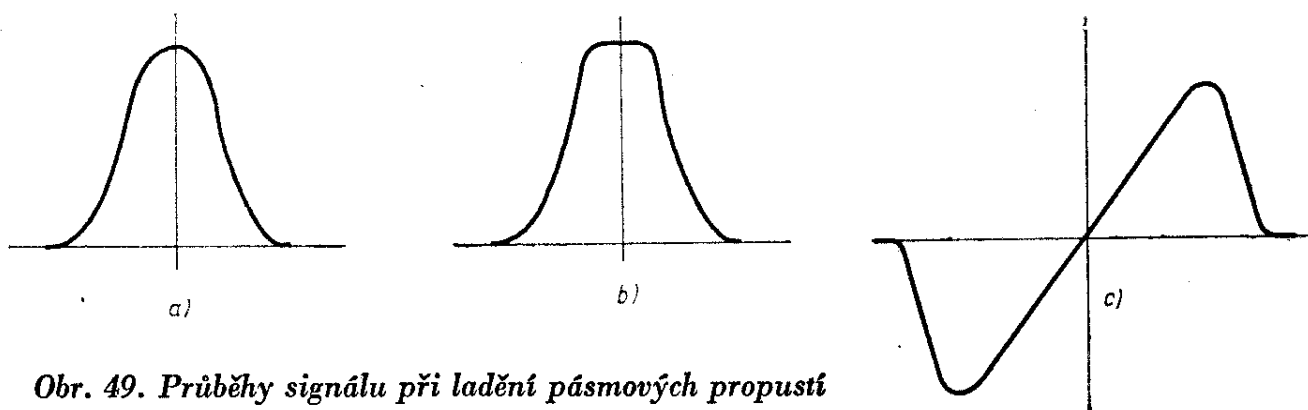
(kondenzátor  $C_{125}$  nemá být připojen k rozvodu kladného napětí, ale na společný bod  $R_{121}$  a  $C_{138}$ )



**Obr. 47. Uspořádání přístrojů k ladění mf dílu přijímače VKV**



**Obr. 48. Průběhy signálu při ladění PD**



**Obr. 49. Průběhy signálu při ladění pásmových propustí**

pické průběhy pro malé a velké úrovně signálu jsou na obr. 49a, b. Útlumové charakteristiky musí být symetrické vzhledem ke střednímu kmitočtu.

Celý mf zesilovač musí být naprosto stabilní. Zapojíme-li nyní na vstup osciloskopu opět výstup PD, jeho charakteristika musí mít tvar podle obr. 49c. Šířka pásma je ostře ovlivněna útlumovou

charakteristikou mf zesilovače. Určité rozšíření vrcholů křivky S padá na vrub neladěného omezovače. Je však vyváženo snadným nastavováním, dobrou omezovací schopností a linearitou detektoru. Pokud nemáme k dispozici rozmitač, lze přijímač nastavovat signálním generátorem. Obvody opět ladíme na maximum, napětí na jednotlivých bázích měříme vf



voltmetrem. Je vhodné vždy ten obvod propustě, který neladíme, ztlumit odporem asi  $100\ \Omega$ . Poměrový detektor nastavíme běžnou metodou, která již byla mnohokrát popsána. Pro všechna měření se v tomto případě velmi dobře hodí univerzální voltmetr Tesla BM 388 E. Tento způsob nastavení je však méně přesný. Chceme-li dosáhnout dobrých výsledků, je nastavování poměrně zdlouhavé.

Podobně jako u dílu AM si ověříme funkci tichého ladění. Na vstup zavedeme nemodulovaný signál 10,7 MHz. Lze použít signální generátor nebo rozmlítač, u něhož vypneme generátor značek a rozmlítání. Stejnosměrné napětí v bodě TL se musí měnit od 0 do 2,5 V. Odpájíme všechny pomocné přívody, desku očistíme a omyjeme. Jádra propustí zatím nezařizujeme.

#### *Deska nízkofrekvenčního zesilovače*

Deska s plošnými spoji zesilovače je na obr. 50, schéma je na obr. 51. Představu o vzhledu této desky podává obr. 52 (2. str. obálky).

Nejprve oživíme obvody vstupního zesilovače a tónového korektoru. Na desku zavedeme pouze napětí +12 V do bodu A. Kontrolujeme opět stejnosměrná napětí podle schématu. Při použití dobrých tranzistorů a pečlivé práci nemůže dojít k závadám. Potom na vstup zesilovače zavedeme nf signál z tónového generátoru. Vhodný je servisní typ Tesla BM 344. Přibližně ověříme činnost šumového filtru a tónového korektoru; kmitočtové charakteristiky obvodů jsou na obr. 28 a 31. Při měření těchto obvodů je důležité zajistit, aby měřený signál nebyl v některém ze stupňů omezován. Proto měříme při vstupním signálu malé úrovně. Výhodné je použít jako výstupní měřidlo osciloskop s kalibrovaným děličem napětí. V tomto případě můžeme současně kontrolovat linearitu sinusovky. Po této kontrole nastavíme obvody koncového stupně. Práci je zapotřebí věnovat zvýšenou pozornost, neboť nepromyšlené zásahy by mohly vést ke zničení tranzistorů.

Po pečlivé kontrole zapojení připojíme k desce zesilovače desku koncových tranzistorů (bude popsána dále). Odporový

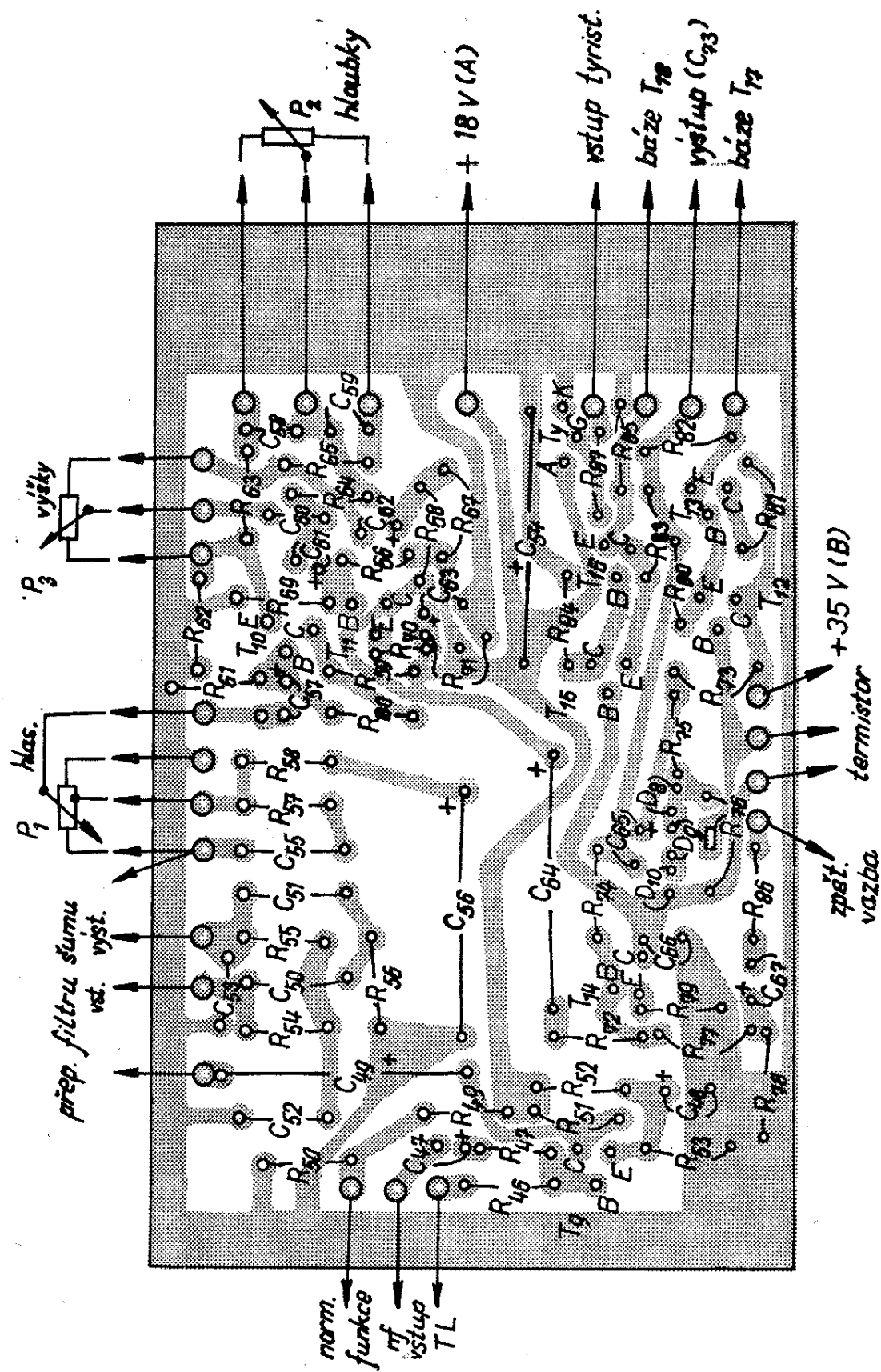
trimr  $R_{76}$  vytočíme tak, aby mezi body X, Y byl minimální odpor. Na vstup zesilovače nepřivádíme zatím signál! Do bodu B (který spojíme kondenzátorem  $0,1\ \mu\text{F}$  s kostrou) připojíme přes ampérmetr zdroj napájecího napětí. Všechny práce budeme zatím dělat bez zátěže (reproduktoru). Je vhodné, můžeme-li výstupní napětí zdroje plynule regulovat. V tom případě nastavíme nejprve napětí asi 15 V a kontrolujeme připojeným ampérmetrem přitékající proud. Je-li větší než 30 mA, zdroj ihned odpojíme. Pravděpodobně je závada v plošných spojích, v zapojení nebo vadný tranzistor. Pro kontrolu tranzistorů vyhoví metoda, kterou jsme si popsali. Po odstranění závady připojíme opět napájecí zdroj. Je-li tentokrát vše v pořádku, zvětšíme jeho napětí na 35 V, což je jmenovité napájecí napětí. Nyní zkontrolujeme voltmetrem

napětí v bodě  $\frac{B}{2}$ , musí být rovno polovině

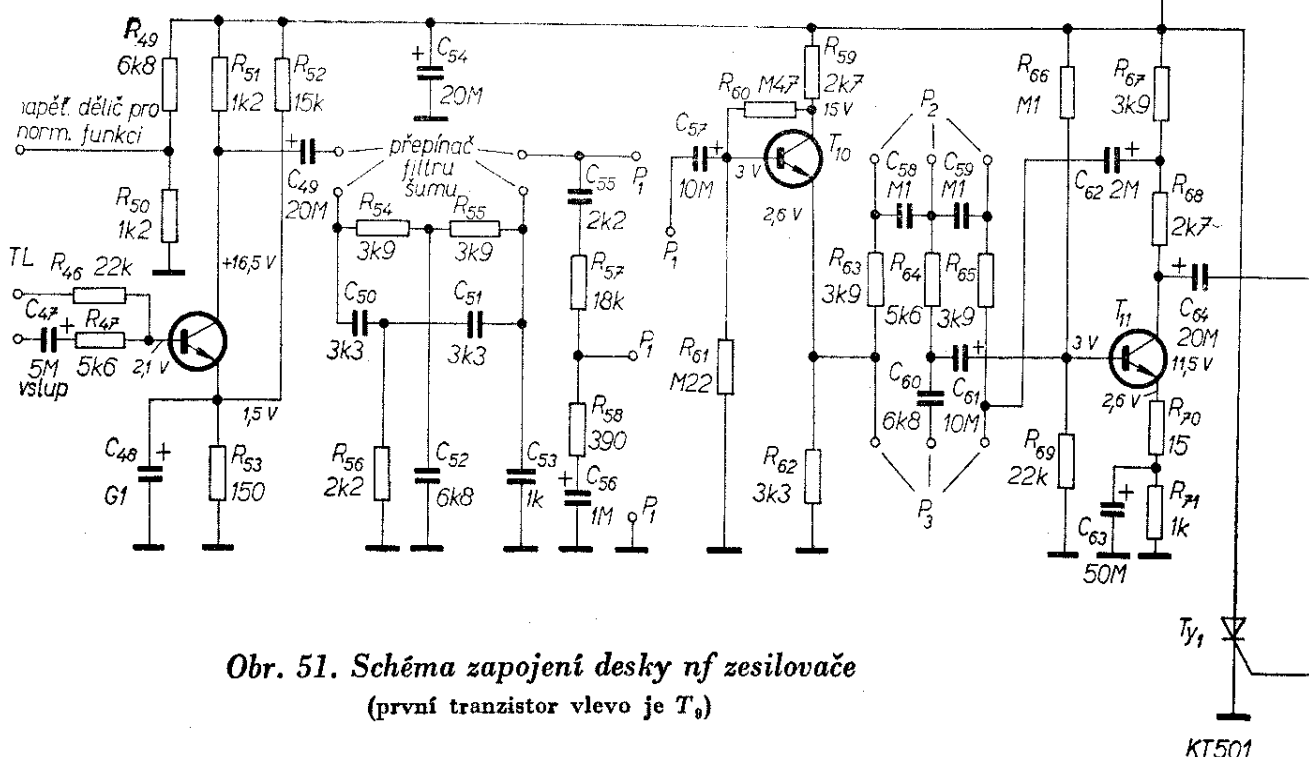
napájecího napětí, tj. asi 17 V. Je velmi pravděpodobné, že budeme nuceni změnit (v důsledku vlastností tranzistorů) odpor  $R_{74}$ . Nahradíme tedy  $R_{74}$  odporovým trimrem ( $0,1\ \text{M}\Omega$ ) a opatrně nastavíme potřebné napětí. Trimr pak nahradíme pevným odporem.

Dále ověříme vliv nastavení trimru  $R_{76}$ . Postupným otáčením jeho běžce z původní polohy se musí zvětšovat proud tekoucí ampérmetrem. Trimr nastavíme tak, aby proud byl přibližně 20 mA. Teprve nyní připojíme na vstup zesilovače tónový generátor, na němž nastavíme kmitočet zhruba 1 kHz. Na výstup zesilovače připojíme osciloskop, na němž musí být vidět zesílený sinusový signál. Zaměříme se nyní na nastavení klidového proudu. Při malém klidovém proudu koncových tranzistorů je průběh sinusovky poznamenán silným přechodovým zkreslením (obr. 53). Zvětšováním proudu (kontrolujeme ampérmetrem) musí toto zkreslení zanikat. Je-li však proud příliš velký, dochází k velkému zatěžování tranzistorů a zvětšuje se i zvlnění usměrněného napětí zdroje a tím roste základní úroveň brumu zesilovače. To je však vedlejší záležitost. Zaniká-li přechodové zkreslení při proudu menším než 60 mA, je vše v pořádku. Je-li potřebný proud pod-



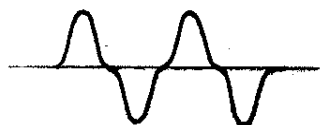


Obr. 50. Deska s plošnými spoji nf zesilovače (Smaragd D70)



Obr. 51. Schéma zapojení desky nf zesilovače  
(první tranzistor vlevo je  $T_9$ )

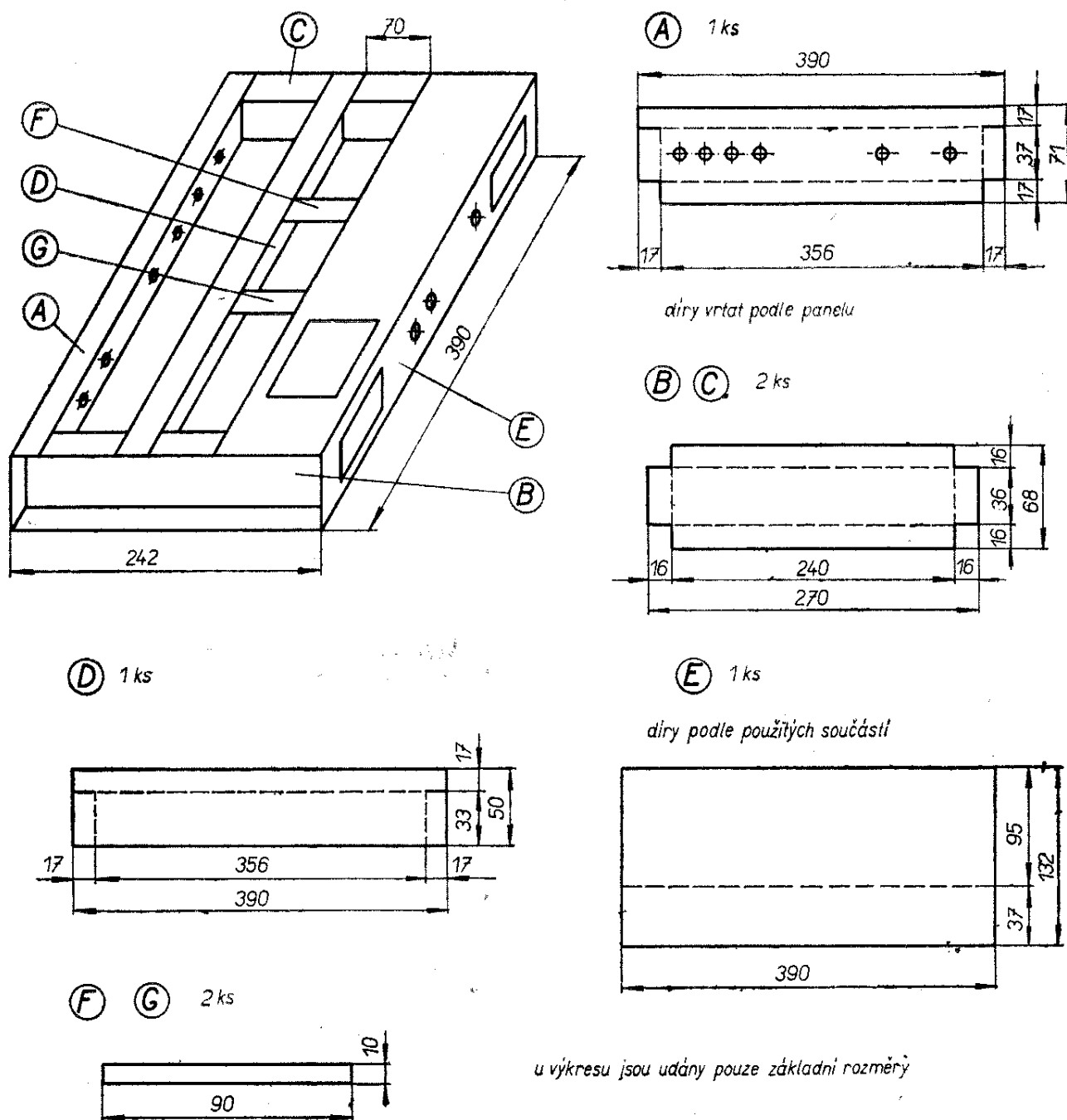
statně větší, má pravděpodobně některý z tranzistorů velký zbytkový proud  $I_{CE0}$ . Nejspíše to bude některý z dvojice  $T_{12}$ ,  $T_{15}$ . Je-li proud  $I_0$  menší než 60 mA a přechodové zkreslení je dokonale odstraněno, můžeme připojit na výstup zatěžovací odpor  $R_z$ , příp. reproduktor. Úroveň signálu zatím ponecháme malou, aby proud, indikovaný ampérmetrem, nebyl větší než 200 mA a zesilovač určitou dobu kontrolujeme. Nedochází-li k lavinovitému zvětšování proudu, můžeme nastavit tyristorovou pojistku. Odpojíme napájecí zdroj pro obvody vstupního zesilovače a korektoru. Napájecí napětí získáme děličem z napájecího napětí koncového stupně. Maximální povolený kolektorový proud tranzistoru KU601 je 2 A. Po řadě



Obr. 53. Průběh výstupního signálu při malém klidovém proudu koncových tranzistorů

zkoušek se však zjistilo, že lze využívat maximálního proudu 2,5 A. Údaj ampérmetru při plném buzení neudává však špičkový kolektorový proud. Tuto hodnotu nejlépe určí meze špičkového napětí na zatěžovacím odporu. Při jmenovitém zatěžovacím odporu 4  $\Omega$  je napětí  $U_{vst}$  při kolektorovém proudu  $I_{0s}$  2,5 A asi 20 V. Pro tento případ je odpovídající efektivní výkon 12 W. Odpor  $R_{a7}$  nahradíme trimrem 5,6 k $\Omega$ . Špičkové napětí na zatěžovacím odporu nastavíme zvětšováním úrovně vstupního signálu na 20 V. Pomalým zmenšováním odporu trimru dosáhneme stavu, kdy tyristor  $Ty_1$  sepne a napětí na výstupu se zmenší na nulu. Aby zesilovač mohl znovu pracovat, odpojíme napájecí napětí a zmenšíme úroveň budicího signálu. Znovu připojíme napájecí napětí. Úroveň vstupního signálu budeme zvolna zvětšovat. Při úrovni 20 V na zátěži musí tyristor znovu sepnout. Odporový trimr pak nahradíme příslušným odporem s nejbližší nižší hodnotou v řadě. Pokud nemáme možnost použít pro toto nastavování osciloskop, lze použít i obyčejný střídavý voltmetr. Jeho





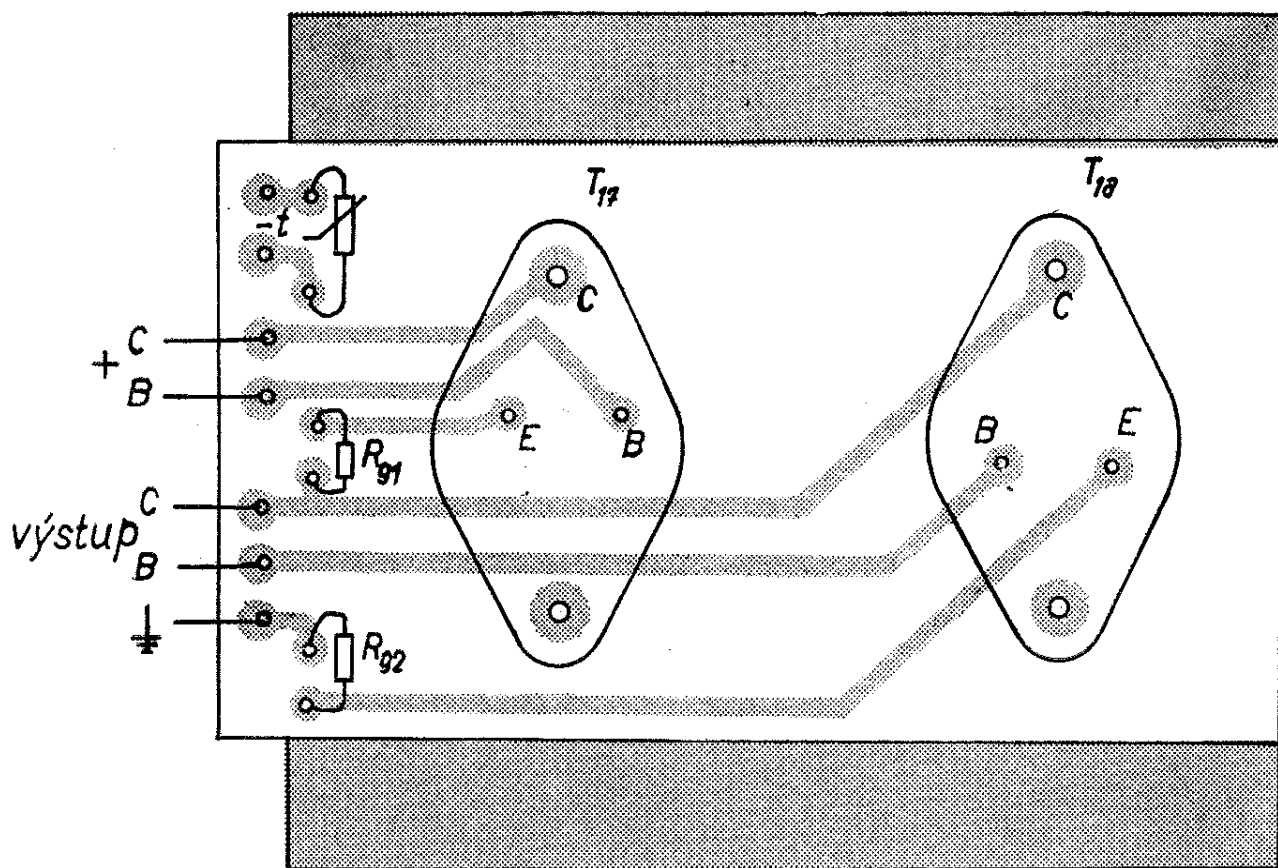
Obr. 54. Základní mechanické díly přijímače

ka je k šasi připevněna plechovými profily U. Deska s plošnými spoji je na obr. 55. Dostatečnou představu o provedení celé jednotky dává fotografie detailu chladičů (obr. 56, 2. str. obálky).

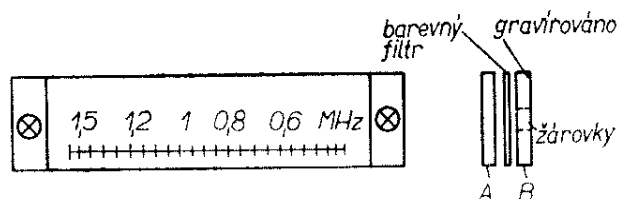
### Stupnice

Opatřit si vhodnou stupnici se ukázalo jako největší problém. Domnívám se, že

při individuální výrobě je z hlediska pracnosti při určitých požadavcích na kvalitu nejvhodnější řešení podle obr. 57. Do dílu B, zhotoveného z organického skla, se vygravíruje stupnice, označení kmitočtů a příslušné rozsahy. Zapuštěnými žárovkami získáme jasné obrysy vygravírovaných kontur. Mezi výplň panelu z organického skla a vlastní stupnici vložíme barevný filtr, kterým získá stupnice vhodný barevný tón. Celé řešení je jedno-

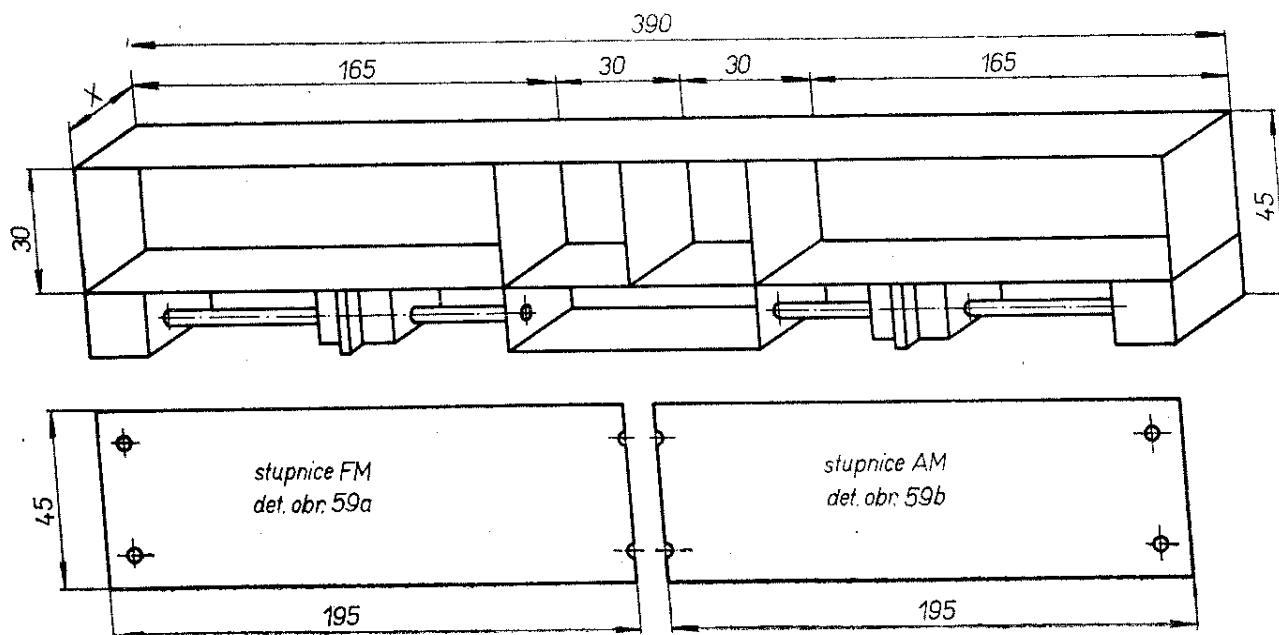


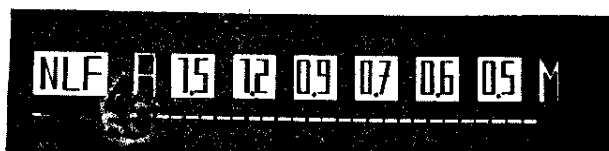
Obr. 55. Deska s plošnými spoji koncových tranzistorů (Smaragd D71)



Obr. 57. Gravírovaná stupnice

Obr. 58. Konstrukce stupnice přijmače





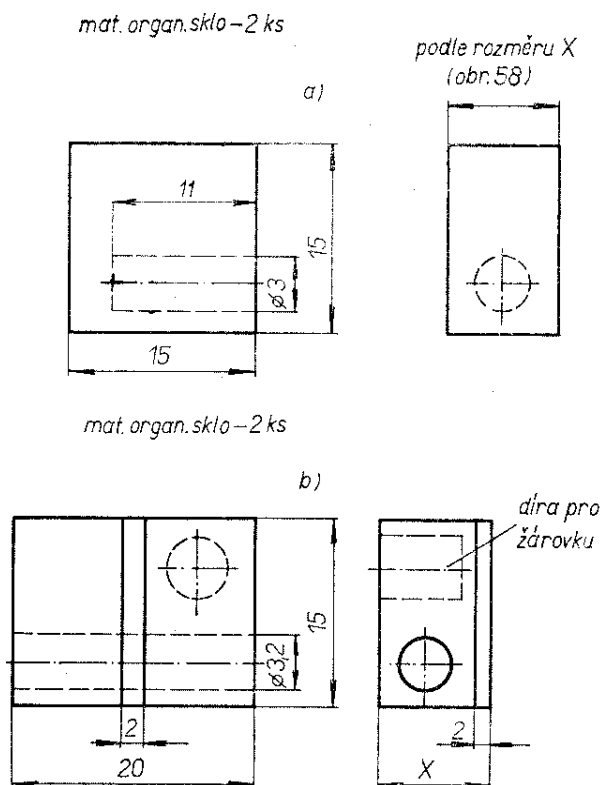
Obr. 59a, b. Stupnice pro AM a FM

duché, nepodařilo se však udělat písmo dostatečně jakostní. Proto doporučuji tento způsob práce především tehdy, je-li možnost použít gravírovací stroj.

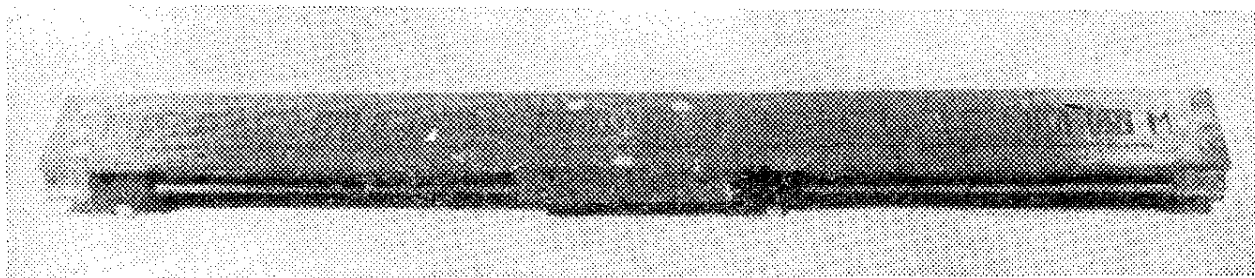
Stupnice, použitá v přijímači, byla zhotovena pomocí plošných spojů. Základní princip je znázorněn na sestavě (obr. 58). Klasickou metodou byly vytvořeny oba díly stupnice (obr. 59). Zadní část pro napájecí rozvod žárovek, prosvěťujících stupnici, byla zhotovena odškrábáním. Tento způsob byl volen proto, že celkový rozměr stupnice je pro fotografické zpracování v domácích podmínkách příli-

velký. Postup je jednoduchý. Celou desku potřeme poměrně řídkou acetonovou barvou, nejlépe světlého odstínu. Po zaschnutí barvy si tužkou označíme potřebné obrysy spojů. Kontury ořízneme ostrým nožem a v místech, kde má být měděná fólie odstraněna, barvu sloupneme (nožem). Celý postup nevyžaduje zvláštních nároků na pečlivost. Desku potom normálně zpracujeme v leptací lázni. Na tento díl stupnice použijeme desku, plátovanou fólií oboustranně. Na rubu desky ponecháme fólii pouze v okrajových částech. Nyní můžeme zhotovit základní vaničku (obr. 58). Její výšku volíme individuálně podle tloušťky organického skla, které se nám podaří sehnat na její výplň. Boční stěny jsou zhotoveny rovněž z pásků oboustranně plátovaného cuprextitu. Celou vaničku včetně přepážek spojíme pájením na styčných plochách ( zevnitř). Do vzniklých boxů, vytvořených přepážkami, nařežeme hranolky z organického skla, jejichž povrch zdrsíme, aby docházelo k potřebnému rozptylu světla. Nyní již můžeme sestavit vaničku i přední díly stupnice. Díly spojíme dohromady zapaštěnými šrouby M3, uchycenými do závitů v organickém skle. Dále je třeba zhotovit vedení a držáky žárovek, indikujících naladění přijímače. Pro vodicí tyčky jsem použil mosazný svářecí drát o průměru 3 mm. Z jedné strany jsou tyčky uchyceny do děr ve vaničce (musíme je vyvrtat ještě před jejím spájením), opačné konce zajišťují hranolky z organického skla (obr. 60). Tyto hranolky slouží zároveň k upevnění stupnice na šasi. Držáky žárovek jsou zhotoveny z dílů b), navlečených na vodicí tyčky. Oba držáky nastříkáme fixírkou černou acetonovou barvou, kterou po zaschnutí na čelné vystupující ploše seškrábneme. Pohyb držáků po vodičkách musí být v celé délce stupnice volný, bez zadrhování.

Žárovky zavrtáme zadním dílem stupnice do organického skla tak, aby vyčníval pouze vnější kovový díl objímky, který připájíme. Ve vzorku jsem použil malé žárovky 6,3 V zahraničního původu, nebude však problémem upravit stupnici na jiný typ. Za úvahu stojí rovněž použití žárovek sufitového typu. Do



Obr. 60. Detaily mechanické části stupnice



Obr. 61. Sestavená stupnice zpředu

spodního dílu stupnice vyřízneme závity M3, jejichž polohu dostaneme orýsováním příslušných děr v šasi. Celou stupnici očistíme, přegumujeme tvrdou pryží a nastříkáme bezbarvým lakem. Žárovky pro indikaci ladicí polohy zamáčkne do držáků. Tím je celá stupnice hotova (obr. 61, 62). Dojem po zabudování do panelu je příznivý. Označení panelu připomíná digitální indikaci, polohu ladění určuje pohyblivý světelný bod. Svítí vždy pouze bod příslušného rozsahu. Činnost samočinného doladování kmitočtu (AFC) a šumového filtru (NLF) indikují žárovky, ovládané přepínačem funkcí. (Obr. 62 je na 3. str. obálky).

#### Panel

Přední panel byl u vzorku vyroben frézováním z hliníkového plechu tloušťky 5 mm. Díry pro ovládací prvky byly vrtány společně se šasi. Výplň otvoru pro stupnici byla zhotovena z organického skla. Výkresy obou dílů jsou na obr. 63. Oba díly je možno zhotovit v jednodušší formě, bez použití strojů. Kombinace hliník – organické sklo na předním panelu je však výhodná. Při práci s organickým sklem je třeba zachovat zvýšenou pečlivost a opatrnost, aby se nepoškrábal povrch. Při opracování je vhodné mít celý díl uchycen v papíru. Hliníkový panel po mechanickém opracování brousíme postupně stále jemnějším smirkovým papírem. Nakonec použijeme silichrom. Po očištění vtíráme flanelovým hadříkem do panelu olej, který dokonale očistí povrch od veškerých nečistot a dodává hliníku poměrně trvalý lesk. Fotografie obou dílů je na obr. 64.

Knoflíky přijímače jsou z hliníkové kulatiny, opatřené zápichy (obr. 63).

#### Skříň přijímače

Materiál skříně je tlustá překližka. Způsob sestavy je na obr. 65. Podstavné nožky jsou ze dvou dřevěných hranolků. Celá skříň je potažena dýhou v barvě nábytku. V amatérském provedení lze s výhodou použít samolepicí fólie. Skříň je shora i zespoda uzavřena, zezadu opatřena zadní stěnou z plastické hmoty, do níž byly vyvrtány větrací otvory. Přední díl skříně je tvořen panelem.

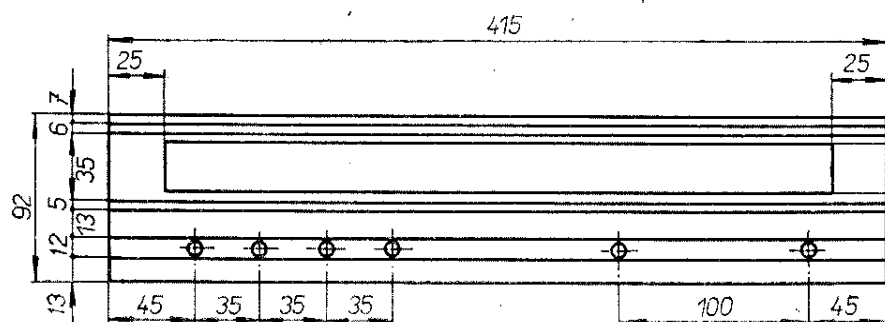
#### Síťový transformátor

Navíjecí předpis transformátoru je u obr. 66. Po navinutí a složení transformátoru stáhneme plechy svorníky M4, u nichž ponecháme delší konce pro uchycení k šasi. Celý transformátor vysušíme a impregnujeme lakem. Po vyschnutí necháme transformátor „běžet“ několik hodin naprázdno.

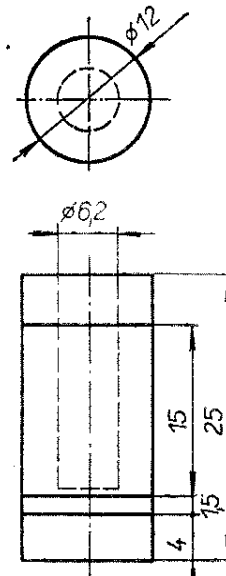
#### Upevnění součástí

Je-li šasi povrchově upraveno, můžeme upevňovat součásti přijímače. Nejprve přišroubujeme síťový transformátor, který podložíme tlustšími pryžovými pásky, abychom zamezili mechanickému chvění síťovým kmitočtem. Potom upevníme velké elektrolytické kondenzátory (obr. 67, 3. str. obálky). Držák tranzistorů je přichycen šroubky M3 do vyříznutých závitů. Upevnění síťového přívodu vaničky, zdírek, potenciometrů a desek plošných spojů nepotřebuje komentář. Pro přepínání jsem použil radiče typu 3 AN 533 23. Potřebujeme přepínače do tří poloh.

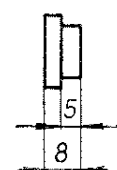
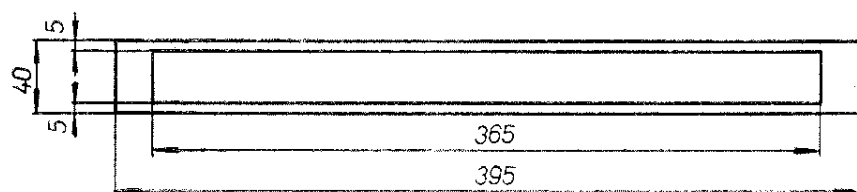
mat. hliník tl. 5 mm



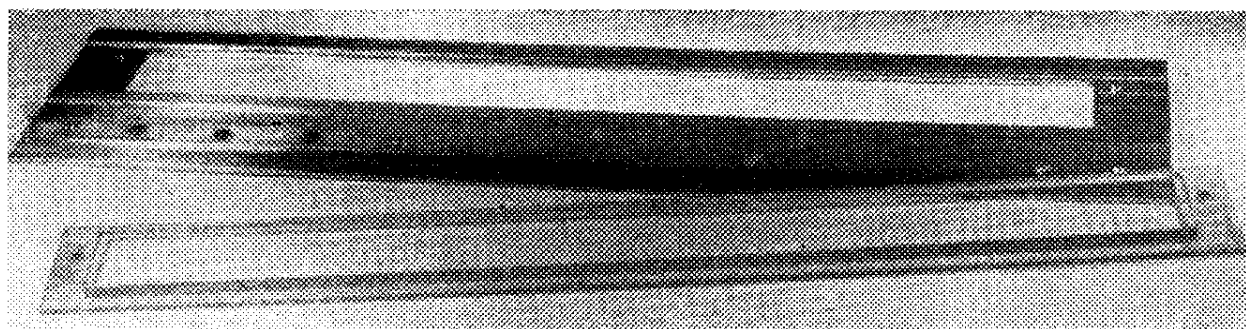
knoflík  
mat. hliník



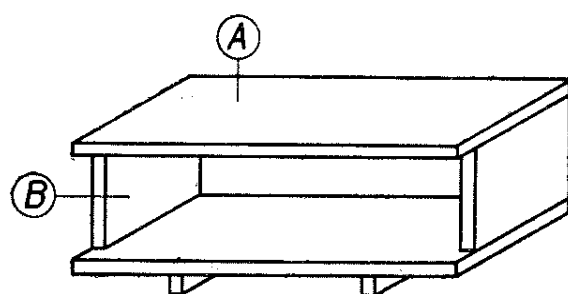
mat. organ.sklo tl. 8 mm



Obr. 63. Díly předního panelu



Obr. 64. Přední panel

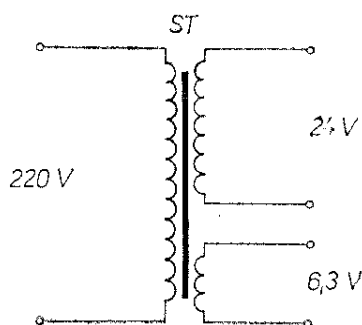


výška podstavných hranolků  
podle potřeby

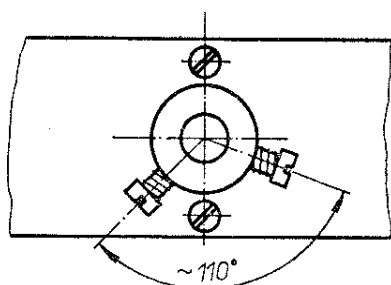
mat. překližka tl. 12 mm

Obr. 65. Sestava skříně





Obr. 66. Síťový transformátor. Vinutí pro 220 V – 1 275 z drátu o  $\varnothing$  0,3 mm CuL, každou vrstvu prokládat transformátorovým papírem. Sekundární vinutí 24 V – 145 z drátu o  $\varnothing$  1 mm CuL; 6,3 V – 40 z drátu o  $\varnothing$  1 mm CuL. Pozor na dokonalou izolaci primárního vinutí od kostry i ostatních vinutí! Plechy jsou typu EI, rozměr středního sloupku je  $32 \times 25$  mm



Obr. 68.

Vzhledem k tomu, že tyto přepínače jsou poměrně drahé, použijeme jakýkoli typ, který seženeme. V každém případě bude však třeba prodloužit původní krátké hřídele přepínačů – vyvrtáme proto do pro-

dlužovací hřídelky díry pro dva šroubky; šroubky použijeme i k aretaci. Zarážku tvoří spodní uchycovací šroubek přepínače (musí být dlouhý, obr. 68). Provedení je patrné z fotografie sestavy přijímače (obr. 69, 3, str. obálky). Zde jsou šroubky úmyslně dlouhé, aby byl smysl jejich použití z fotografie zřetelný. Uvedený způsob aretace je spolehlivý a jednoduchý.

Dříve než přistoupíme k ožívování, ověříme si ještě, zda díry pro uchycení panelů souhlasí s příslušnými děrami v šasi. Po zkušebním upevnění panelů rovněž kontrolujeme hřídele potenciometrů a přepínačů, které musejí otvory panelu procházet zcela volně. Nesmíme rovněž zapomenout na kontrolu vzájemného souhlasu děr pro upevnění skříně a šasi. Mezi krycím otvorem v panelu a stupnicí je vložena průsvitná fólie (k dostání v papírnictví), která určuje základní barevný odstín stupnice. Pokud není přijímač zapnut, je stupnice temná. Po zapnutí přijímače se rozzáří příslušným barevným odstínem.

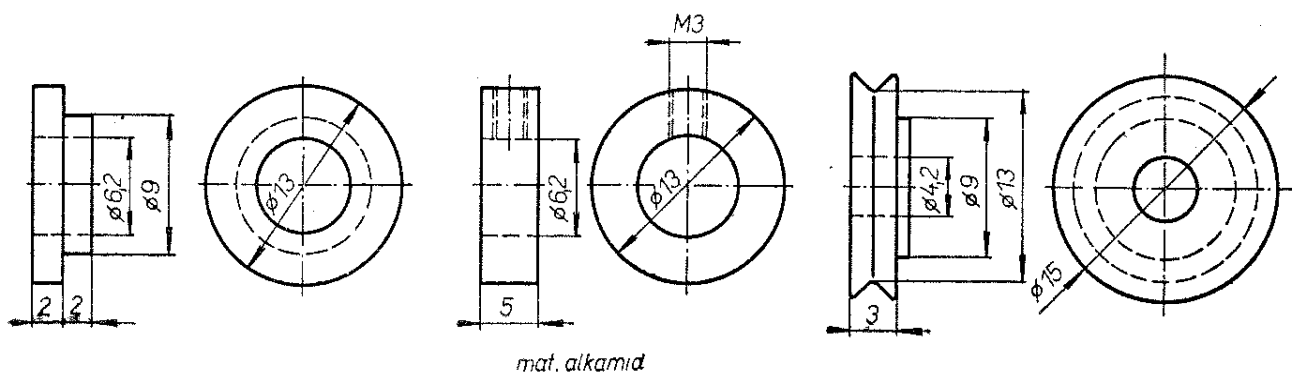
### Schéma ladění

Ladicí náhon montujeme až po oživení přijímače, je však třeba dříve si ověřit jeho činnost. Ladicí hřídel (z hřídele starého potenciometru) je uchycen v pouzdrech z alkamidu. Pouzdra jsou do šasi nalisována. Aretaci hřídele v podélném směru tvoří mezikruží, přichycená k hřídeli šroubky M3. Lanko je vedeno kladičkami. Výkresy všech dílů jsou na obr. 70. Schéma

pouzdra ladicího hřídele – 2 ks

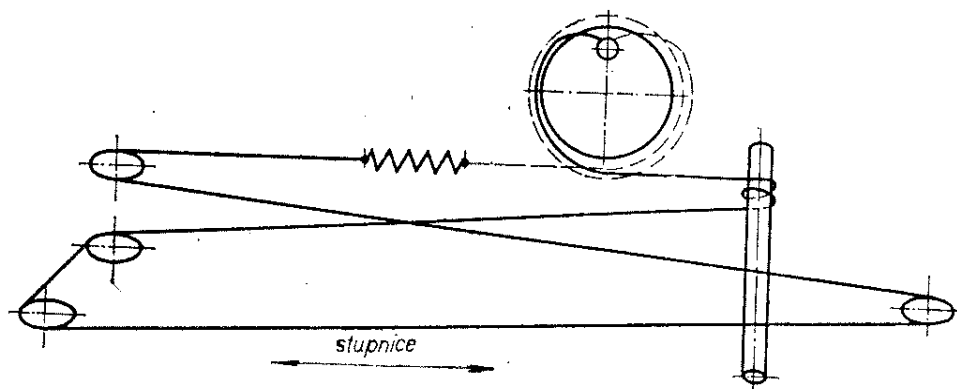
aretační mezikruží – 2 ks

kladičky – 4 ks



Obr. 70. Díly ladicího mechanismu

Obr. 71. Schéma  
ladicího náhonu



ma náhonu je na obr. 71. Montáž lanka je jednoduchá. K ukazatelům ladění je lanko připevněno šroubky s podložkami. Po přesném nastavení šroubky zakápneme např. lakem na nehty. Ve vzorku jsem použil i setrvačnick (na ladící hřídeli). Vzhledem k malé hmotě se však prakticky neuplatňuje.

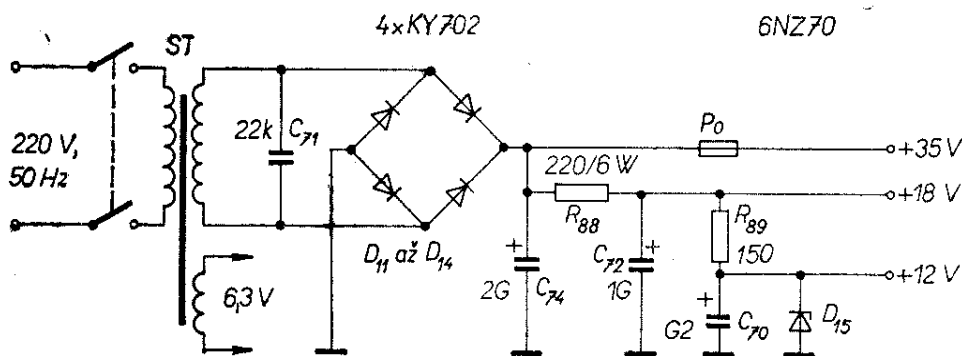
### Napájecí zdroj

Schéma zdroje je na obr. 72. Typ použitých usměrňovacích diod není kritický. Ve vzorku jsem použil staré germaniové diody D7Ž. Po zapnutí si ověříme jednotlivá napájecí napětí, která (naprázdno) mají být +35 V, +18 V, +12 V. Napětí +12 V je určeno použitou Zenerovou diodou.

### Zapojování

Na šasi ponecháme pouze stupnici, panel odstraníme, aby se při práci neodřel. Ponecháme též provizorně upravený náhon ladění. Na šasi připevníme jednotlivé desky s plošnými spoji a propojíme je, je dobře pracovat pomalu, aby nedocházelo ke zbytečným omylům. Ty potom často

působí řadu komplikací. Nejprve zapojíme přívody sítě, které vedeme k síťovému spínači na potenciometru vnější stranou šasi, do níž vstupují připravenými děrami. Tímto způsobem zabráňujeme nakmitání síťového brumu do nízkofrekvenčního zesilovače. Dříve než začneme propojovat desky, vyvrtáme na vhodných místech proti sobě do každé desky díru o průměru asi 2,5 mm a spojíme kostry jednotlivých desek. S výhodou lze použít měděnou „punčošku“, kterou získáme ze stíněného kablíku. Všechny spoje na destičky vedeme zásadně vrchem šasi. Zapojíme postupně všechny napájecí přívody a ovládací prvky od nf k vf obvodům. Napájecí přívody pro nf koncový stupeň vedeme tlustším drátem. Při zapojování volíme délky propojovacích drátů tak, aby je bylo možno později bez dalšího upravování vyvázat do úhledných forem. Pokud se týká „živých“ přívodů, je možno na základě zkušeností se vzorkem vést téměř všechny nestíněné. Stíněným kablíkem zapojíme pouze přívody k regulátoru hlasitosti a spoj mezi vstupem nf zesilovače a přepínačem rozsahů AM-FM. Zapojovací dráty je pro přehlednost účelné volit na základě určitého barevného kódu. Ten si sami určíme podle drátů, které máme



Obr. 72. Schéma  
napájecího zdroje

k dispozici. Velmi vhodné zapojovací vodiče je možno získat rozebráním kousku starého telefonního kabelu. Takto získané vodiče mají řadu různobarevných izolací PVC a dobře se tvarují do formy. Formy vyvazujeme pevně až po definitivním oživení. Po zapojení kontrolujeme ještě jednou všechny přívody a vývody, zda jsou připojeny přesně podle schématu.

## Oživování

Pokud jsme oživovali jednotlivé desičky a zdroj, bude práce poměrně jednoduchá. Nejprve zkontrolujeme napájecí napětí. Velmi vhodné je použít regulační transformátor. Tím nastavíme na primární straně síťového transformátoru nejprve malé napětí. Napětí pak postupně zvětšujeme a kontrolujeme současně napětí klíčových obvodů, především obvodů koncového nf stupně. Pokud regulační transformátor neseženeme, je třeba postupovat zvlášť opatrně.

Regulátor hlasitosti nastavíme na minimum, přijímač zapínáme bez zatěžovacího odporu (reproduktoru). Zkontrolujeme napětí na kolektoru koncového tranzistoru  $T_{17}$ . Na kolektoru druhého tranzistoru  $T_{18}$  musí být napětí poloviční. Je-li proud, tekoucí přívodem kolektoru  $T_{17}$  menší než 60 mA, je koncový stupeň v pořádku. Dále zkontrolujeme napětí, napájející vstupní obvody nf zesilovače a vf obvodů. Pak můžeme postupně kontrolovat všechny body, označené v celkovém schématu. Jsou-li napětí shodná s výsledky, které jsme naměřili již při oživování jednotlivých desek, můžeme připojit reproduktor a pokusit se o zachycení silnějších stanic na obou rozsazích. Pokud jsme obvody na jednotlivých deskách předběžně nastavili, mělo by se to podařit. Ověříme správnost všech funkcí (regulátory, přepínače apod.). Nyní můžeme vyvázat drátové formy. K tomu účelu je výhodné použít rybářský silonový vlasec.

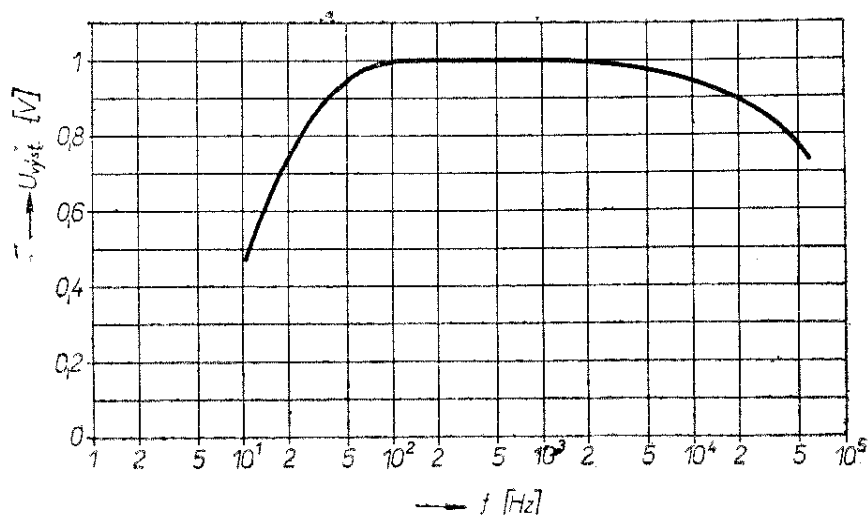
Dále nejprve natáhneme definitivně lanko ladicího náhonu, upevníme panel a připevníme knoflíky. Ty nasadíme na hřídelky opatrným namáčknutím za současného otáčení. Jejich polohu zabezpečuje vsunutý kousek papíru. Knoflíky přepí-

načů jsou zajištěny červíky M3. Ještě jednou ověříme souhlas rozměrů skříně a šasi. Po odstranění všech konstrukčních nedostatků můžeme přistoupit ke konečnému nastavení přijímače, na němž závisí výsledek celé práce. Za klíčový problém celé práce je možno považovat nastavení pásmových propustí dílu FM a poměrového detektoru. Metoda nastavení těchto obvodů signálním generátorem nezabezpečuje dosažení optimálních výsledků. Přesto však je možno dosáhnout i tímto způsobem dobrých výsledků. Popíšeme si nyní postupně celý nastavovací a sladovací pochod za optimálního vybavení přístupnými přístroji. Způsob nastavování za obtížnějších podmínek si musí zvolit každý konstruktér sám. Řada improvizací byla popsána v části, věnované oživování jednotlivých dílů. Mnoho podnětů k práci lze čerpat ze stránek AR. Domnívám se, že stojí za úvahu i možnost obrátit se při konečném sladování (nemáme-li k dispozici vhodné přístroje) na radioklub Svazarmu, případně opravnu.

## Nastavení a sladění

Nejprve nastavíme nízkofrekvenční zesilovač. Ozývá-li se z reproduktoru síťový brum i při staženém regulátoru hlasitosti a klidový proud koncového stupně není větší než 60 mA, kontrolujeme (nejlépe osciloskopem) zvlnění napájecích napětí. Závada bude pravděpodobně v obvodu zdroje. Ozývá-li se brum pouze při vytočení regulátoru hlasitosti na větší hlasitost, je závada patrně ve špatném stínění přívodů regulátoru hlasitosti nebo vstupu zesilovače. Nastavíme přesně klidový proud tak, aby nebyl větší než  $I_{C0}$  a aby bylo dokonale potlačeno přechodové zkreslení. Postup byl již podrobně popsán. Odporový trimr po nastavení zajistíme, např. lakem na nehty, popř. vyměníme za pevný odpor. Pro další práci bude zatím režim vstupního zesilovače určen nastavením přepínače funkcí do základní polohy. Ověříme si funkci fyziologického regulátoru hlasitosti, šumového filtru a korektoru hloubek a výšek. Pokud jsme příslušná měření provedli již při oživování desky zesilovače, postačí nyní

Obr. 73. Charakteristika nf zesilovače



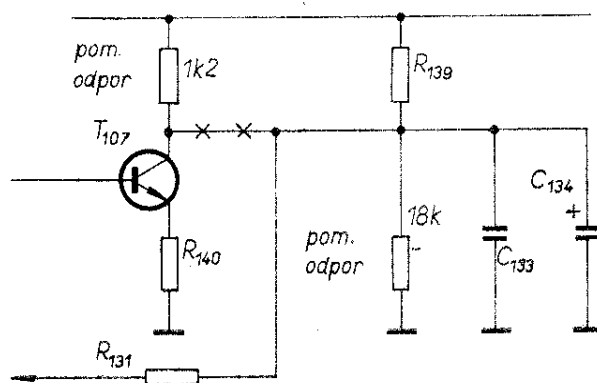
pouze poslechová kontrola, kterou spolehlivě poznáme chybu, která mohla nastat nevhodným zapojením.

Je účelné proměřit kmitočtovou charakteristiku celého nf zesilovače. Regulátory tónového korektoru nastavíme do střední polohy a měříme při výstupním výkonu např. 1 W. Charakteristika musí přibližně odpovídat průběhu na obr. 73. Nakonec zkontrolujeme činnost tyristorové pojistky stejným způsobem, jak bylo uvedeno dříve. Nastavení zesilovače pak můžeme považovat za ukončené.

#### Pásmo středních vln

Při nastavování dílu AM nejprve kontrolujeme znovu napájecí napětí. Základní nastavení spočívá v naladění mf dílu. K anténní zdířce připojíme signální generátor, nastavíme kmitočet 456 kHz. Zapneme vestavěnou vnitřní modulaci (30 %). Ladicí kondenzátor vytočíme na nejmenší kapacitu, regulátor hlasitosti na maximum. Pro celé nastavování je možno odpojit zatěžovací odpor (reproduktor), na jehož místo zapojíme střídavý voltmetr. Vhodný je např. Avomet. Aby výsledky nastavování nebyly ovlivněny regulací AVC, upravíme provizorně zapojení podle obr. 74. Odpojíme kolektor  $T_{107}$  od plošného spoje a připojíme jej na +12 V přes pomocný odpor 1,2 k $\Omega$ . Původní stejnosměrné poměry obvodu AVC simulujeme odporovým děličem. Nejprve nastavíme obvod  $L_{108}$ ,  $C_{126}$  do rezonance. Úroveň vstupního signálu nastavíme jen tak vel-

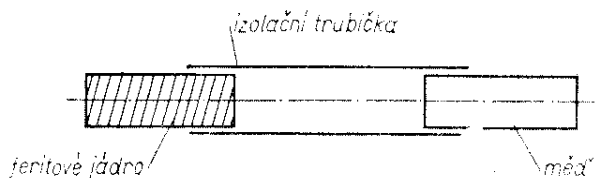
kou, abychom mohli spolehlivě číst výchylku výstupního měřidla. Tím vyloučíme omezení signálu přebuzením přijímače. Jádrem cívky  $L_{108}$  nastavíme maximální výchylku voltmetru. Nyní musíme nastavit trojnásobnou pásmovou propust. Kdo má možnost použít kmitočtový modulátor Tesla BM 240 a osciloskop s vyvedenou časovou základnou, může použít rozmítač. Vzhledem k tomu, že je však tento jednoúčelový přístroj pouze na malém počtu pracovišť, lze použít i jednodušší metody. Zapojení přístrojů ponecháme stejné jako dosud. Prostřední obvod propusti LC zatlumíme odporem 1 k $\Omega$ . Jádry cívek  $L_{105}$ ,  $L_{107}$  ladíme na maximální výchylku voltmetru. Výstupní napětí signálního generátoru zmenšujeme se zvětšující se výchylkou voltmetru. Celý postup několikrát opakujeme, až dosáhneme maximální výchylky při minimálním vstupním signálu. Odpojíme tlumicí odpor a jádrem cívky  $L_{106}$  ladíme znovu



Obr. 74. Úprava dílu AM pro sladování

na maximum. Dále nastavíme mf odladovač (obr. 2, 38). Zvětšíme napětí signálního generátoru a jádrem cívky  $L_{102}$  ladíme na minimální výstupní napětí, tj. minimální výchylku voltmetru. Tak je celý mf zesilovač nastaven. Jádra všech příslušných indukčností ihned pečlivě zakápneme voskem.

Dále naladíme vstupní obvody. Ladění je opět zcela jednoduché. Na generátoru i na stupnici přijímače nastavíme kmitočet 700 kHz, laděním jádra cívky místního oscilátoru dosáhneme výchylky výstupního měřidla. Potom jádrem cívky  $L_{101}$  vstupního rezonančního obvodu ladíme na maximální výchylku. Přeladíme generátor i přijímač na kmitočet 1 450 kHz, doladovacím kondenzátorem oscilátoru  $C_{111}$  opět dosáhneme výchylky měřidla, trimrem pak znovu ladíme na maximální výstupní napětí. Celý pochod několikrát opakujeme. Při ladění AM i FM dílu se velmi dobře uplatní jednoduchá pomůcka podle obr. 75. Na držáku z izolačního materiálu je na jedné straně upevněna kulatá tyčinka z mědi, na druhém konci kousek feritového jádra. Průměry obou tyčinek je vhodné volit tak, aby je bylo možno zasouvat do běžných kostříček, používaných ke zhotovování cívek. Užitečnost přípravků vyplývá z příkladu. Chceme zkontrolovat, zda je obvod  $L_{101}$  správně naladěn. Na vstupu máme zapojen generátor, na výstupu voltmetr jako při předchozím měření. Výstupní měřidlo ukazuje určitou výchylku. Přiblížíme k jádru cívky přípravek např. stranou měděné tyčinky. Pokud se přitom výchylka měřidla zvětšuje, je obvod naladěn na nižší kmitočet, než je  $f_{vst}$ . Zmenšuje-li se výchylka, ověříme si otočením přípravku, tj. přiblížením feritového jádra, zda se zmenšuje také v tomto případě. Pokud je tomu tak, je obvod optimálně vyladěn. Pokud se výchylka zvětšuje, je obvod naladěn na vyšší kmitočet. To znamená, že jádro cívky je třeba více zašroubovat. Uvedeným způsobem lze kontrolovat naladění např. cívek s jádry, upevněnými např. voskem a předejít tak zbytečné práci. Přípravek se také velmi dobře uplatní při ladění propusti se soustředěnou selektivitou. Můžeme ho rovněž použít při ladění dílu VKV, kdy



Obr. 75. Pomůcka k ladění rezonančních obvodů

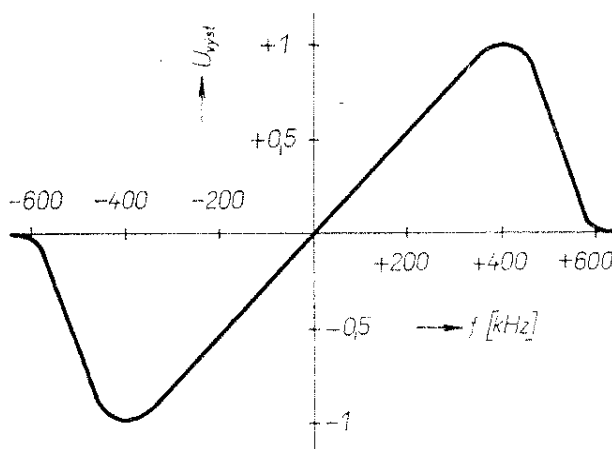
spolehlivě určí, na kterou stranu od žádaného kmitočtu je obvod rozladěn.

Po naladění vstupních obvodů odstraníme změny zapojení podle obr. 74 a uvedeme ho do původního stavu. Zhruba ověříme funkci AVC tak, že zvětšujeme vstupní signál a měříme emitorové proudy tranzistorů  $T_{101}$ ,  $T_{104}$  a  $T_{105}$ , popř. napětí na odporech  $R_{103}$ ,  $R_{119}$  a  $R_{120}$ . Proud i napětí se musí zmenšovat. Mezní stavy pro přijímač bez signálu a s maximální úrovní signálu jsou uvedeny ve schématu. Pro kontrolu můžeme změřit charakteristiku AVC, což však předpokládá použití signálního generátoru s přesným plynulým výstupním děličem. To je opět problém. Naměřená charakteristika AVC je na obr. 11.

Nyní můžeme považovat nastavení dílu AM za ukončené. Poslední zkouškou je ověření funkce přijímače praktickým poslechem.

### Díl VKV

Po opětné kontrole stejnosměrných napětí nastavíme nejprve poměrový de-

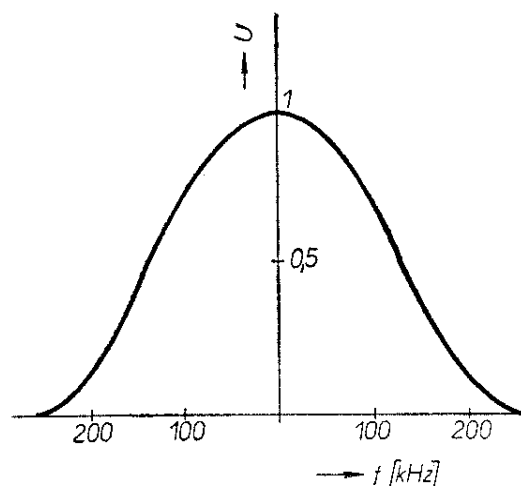


Obr. 76. Charakteristika poměrového detektoru

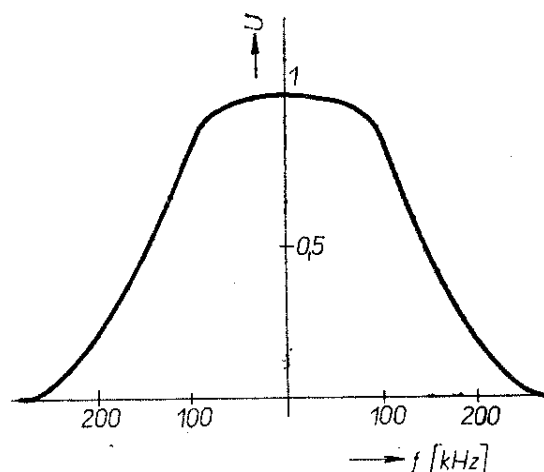
tektor. Celý postup byl podrobně uveden při popisu nastavování desky mezifrekvenčních zesilovačů. Naměřená charakteristika detektoru je na obr. 76.

Při nastavování mf pásmových propustí zavádíme signál z výstupu rozmitače přes kondenzátor do báze tranzistoru  $T_2$ . Přemísťováním detekční sondy snímáme postupně průběhy na bázích  $T_4$ ,  $T_5$  a  $T_6$ . Odpovídající naměřené útlumové charakteristiky pro monofonní verzi přijímače jsou na obr. 77, 78, 79. Zisky jednotlivých stupňů jsou přibližně stejné. Výkonový zisk jednoho stupně je asi 30 dB. Při ladění nastavujeme všechny propustě postupně na maximum výstupního signálu, přičemž není třeba obvody tlumit. Po nastavení kontrolujeme tvar útlumové charakteristiky a šířku pásma celého zesilovače. Pro pokles 3 dB musí být šířka pásma přibližně 200 kHz (mono). Důležité je, aby charakteristika zesilovače neměnila při žádné úrovni vstupního signálu podstatně svůj charakter a byla stále souměrná vůči střednímu kmitočtu 10,7 MHz. Po nastavení mf zesilovače odpojíme detekční sondu a na osciloskop připojíme výstup detektoru. Odpovídající průběh je na obr. 80. Charakteristika musí být v širokém rozsahu vstupních signálů zcela lineární. Pokud tomu tak není, kontrolujeme znovu nastavení poměrového detektoru. Po nastavení zakápneme jádra všech cívek voskem.

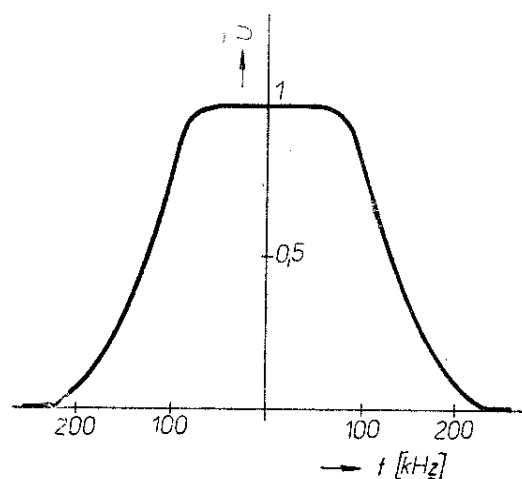
Pozornost nyní věnujme vstupnímu dílu. Sacím měřičem znovu zkontrolujeme činnost a kmitočtový rozsah oscilátoru. Kmitočet tentokrát nastavíme přesně. Ladíme při vypnutém AFC. Při zavřeném ladicím kondenzátoru musí být kmitočet oscilátoru 76,5 MHz. Správný kmitočet nastavujeme jádrem cívky  $L_6$ , příp. změnou polohy jejich závitů. Při otevřeném ladicím kondenzátoru má být kmitočet 85,5 MHz; ten nastavíme doladovacím kondenzátorem, který potom můžeme nahradit pevnou kapacitou. Kolektor tranzistoru  $T_3$  zkratujeme na zem a nastavíme obvody vf zesilovače. Vzhledem k poměrně široké útlumové charakteristice obvodu  $L_3, C_6$  je nastavení zcela jednoduché. Při zavřeném kondenzátoru nastavíme rezonační kmitočet



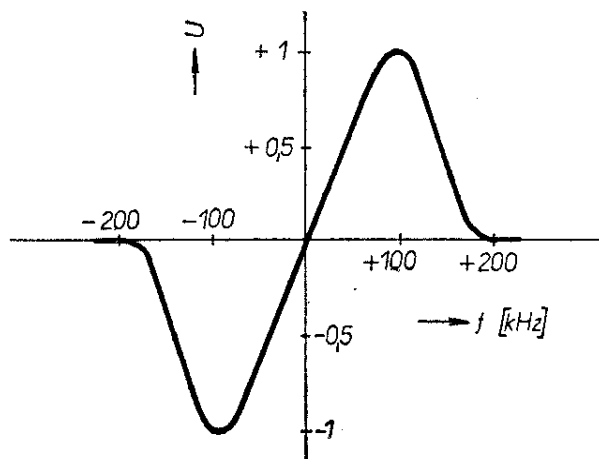
Obr. 77. Útlumová charakteristika na bázi  $T_4$



Obr. 78. Útlumová charakteristika na bázi  $T_5$



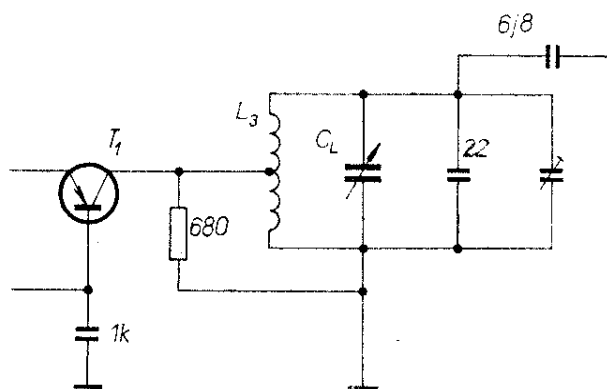
Obr. 79. Útlumová charakteristika na bázi  $T_6$



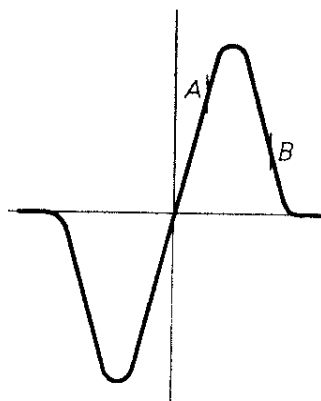
Obr. 80. Křivka  $S$  poměrového detektoru

jádrem  $L_3$  na 65,8 MHz, při otevřeném by měl být kmitočet (bez nastavování) 74,8 MHz. Tento stav si ověříme ladicím přípravkem. Jádrem cívky  $L_1$ ,  $L_2$  nastavíme vstupní obvod do rezonance na střed pásmu. Všechny nastavovací prvky zakápneme a odstraníme zkrat na oscilátoru. Při použití popsaného vstupního dílu lze se obejít bez poměrně drahých doladovacích kondenzátorů; nastavení je poměrně jednoduché a nenáročné.

V případě, že můžeme přijímat dvě stanice, které jsou od sebe jen nepatrně kmitočtově vzdáleny, může docházet k jejich vzájemnému rušení a při zapnutí AFC k „přeladování“ z jedné stanice na druhou. V tomto případě je účelné upra-



Obr. 81. Úprava zapojení vf zesilovače pro zvláštní podmínky příjmu ( $L_3$  – 4 z drátu o  $\varnothing$  0,8 mm CuL, odbočka v 1/3 od zemního konce)



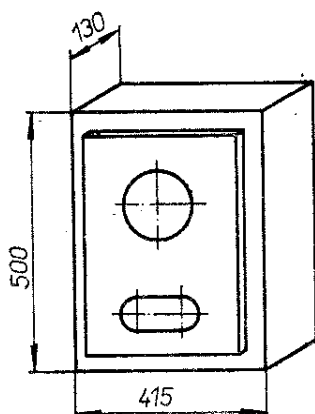
Obr. 82. Křivka  $S$  poměrového detektoru

vit kolektorový obvod LC vysokofrekvenčního zesilovače podle obr. 81. Tímto způsobem se zvětší selektivita vstupního dílu (je pak asi 300 kHz/3 dB). Úprava však vyžaduje použít pro obvody zesilovače i oscilátoru doladovací trimry – vzájemné nastavení musí být přesné (k nastavení je třeba rozmítač). Detekční sondu připojíme přes kondenzátor s malou kapacitou na bázi  $T_2$ . V běžných podmínkách, především při nedokonalém vybavení přístroji, je zcela postačující původní verze zapojení.

Ověříme si nyní funkci samočinného doladování kmitočtu (AFC), k čemuž můžeme použít kmitočtově modulovaný signální generátor nebo nějakou rozhlasovou stanici. Vyladíme přijímač tak, aby byl demodulovaný nf signál znatelně zkreslen, tj. aby se okamžitý mf kmitočet pohyboval na křivce  $S$  poměrového detektoru v okolí vrcholu (např. bod A na obr. 82). Zapneme-li nyní AFC, musí být nízkofrekvenční signál opět kvalitní, tj. AFC musí posunout mf kmitočet zpět do lineární části charakteristiky. Rozladíme-li přijímač příliš (např. bod B v obr. 82), dojde po zapnutí AFC k ještě většímu rozladění. Při praktickém provozu se AFC jeví jako užitečný doplněk přijímače, podstatně zlepšující stabilitu naladění. Při ladění nebo příjmu dvou blízkých stanic je vhodné ho vypínat.

Zbývá ještě nastavit tiché ladění. Na VKV je jeho funkce přesně určena a není zapotřebí se jím zabývat. Potřebné napětí pro otevření nízkofrekvenčního řízeného

Obr. 83. Reproduk-  
torová soustava

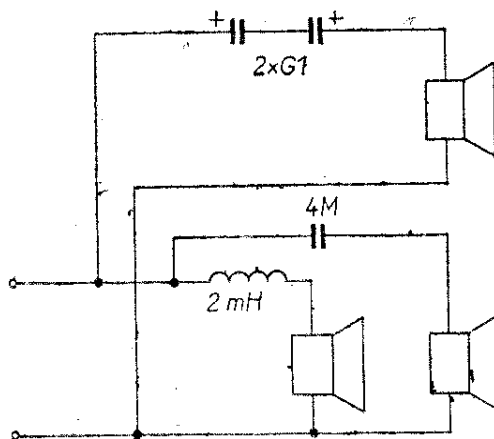


zesilovače se vytvoří pouze tehdy, je-li plně vybuzen omezovač přijímače.

Úroveň nasazení na rozsahu SV je možno přesně nastavit nejlépe změnou kapacity kondenzátoru  $C_{125}$ , čímž se mění dělicí poměr  $C_{125}/C_{138}$ . Zesílení jednotlivých integrovaných zesilovačů se poměrně značně liší, obvod proto vyžaduje individuální nastavení. Ve vzorku je úroveň nasazení volena tak, že ve dne hrají na rozsahu SV při zapnutém tichém ladění pouze nejsilnější stanice. Potom při večerním příjmu je „selektivní“ účinek tichého ladění nejpříznivější.

### Reproduktorová soustava

Provedení bude jistě vycházet ze specifických podmínek. Velký výstupní výkon nízkofrekvenčního zesilovače dává dostatečné možnosti pro nejrůznější řešení. Činitelem, který v praxi do značné míry omezuje konečné řešení, je velikost a úprava interiéru bytu. V mém případě jsem zvolil neobvyklé uspořádání třípásmové soustavy. V uzavřené skříni (obr. 83), která má vodorovný rozměr stejný s délkou přijímače jsou reproduktory a výhybky pro pásma nízkých a vysokých kmitočtů. Reprodukter středních kmitočtů spolu s výhybkou je umístěn v nábytkové lavici pod přijímačem. Náčrtek uspořádání je na obr. 84. Poslechový subjektivní dojem, získaný tímto uspořádáním, je příjemně plastický, prostorového charakteru. Nemá obvyklý charakter bodového akustického zdroje.

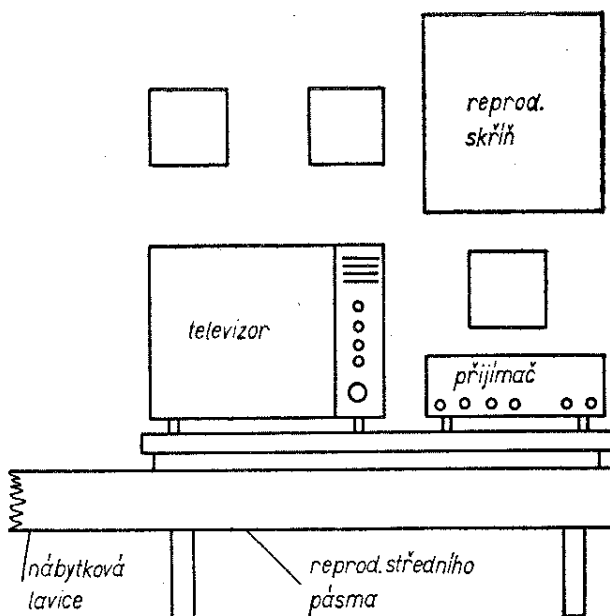


### Doplnění přijímače

Přijímač je možno podle individuálních potřeb doplnit přípojkou pro gramofon, výstupem pro nahrávání na magnetofon apod. V zadní části šasi je dostatek místa pro příslušné konektory.

### Použití obvodů pro stereofonní příjem

Přesto, že přijímač byl navržen pro monofonní příjem, mohou se obvody přijímače použít (při dostatečné úrovni vstupního signálu) i pro stereofonní příjem.



Obr. 84. Uspořádání „hudebního koutku“  
v místnosti



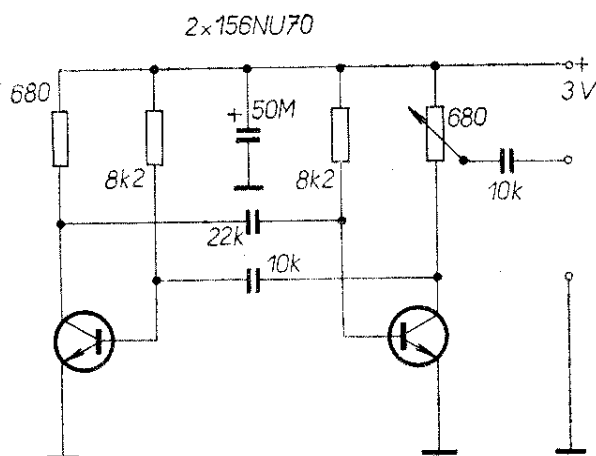
Základní úpravou je zvětšení šířky pásma mezifrekvenčního zesilovače. Celá úprava je velmi jednoduchá, spočívá ve změně kapacity vazebního kondenzátoru i pásmových propustí na 2,2 pF. Šířka pásma na 3 dB se potom pohybuje kolem 300 kHz. Při této úpravě je charakter i stabilita útlumové charakteristiky vyhovující. Poměrový detektor je možno použít bez úprav pro obě verze. Při stereofonním příjmu je nutno odpojit kondenzátor deefmáze  $C_{42}$ .

### Praktické poznámky pro konstrukci

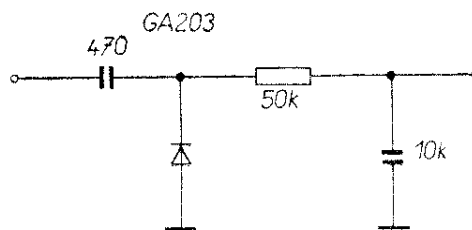
Při nedokonalém přístrojovém vybavení je k oživení přijímače možno použít řadu improvizací. Spolu s poznámkami ke stavbě si některé z nich uvedeme.

Nemáme-li pro oživování k dispozici vhodný signální nebo tónový generátor, můžeme nf a mf obvody včetně vstupních obvodů AM oživit pomocí multivibrátoru. Příklad zapojení multivibrátoru je na obr. 85. Harmonické spektrum signálu sahá až do oblasti okolo 10 MHz. Multivibrátor můžeme pro toto použití zapojit na pokusnou destičku.

Spolu s doplňkem, který tvoří sledovač signálu, můžeme oživovat kritický stupeň bez ohledu na činnost návazných obvodů před i za ním. Sledovač signálu můžeme upravit z jakéhokoli citlivého nf zesilovače. Pro nízkofrekvenční signál užíváme zesilovač přímo, modulovaný vysoko-



Obr. 85. Multivibrátor  
(odpory 8k2 mají být správně 82k)



Obr. 86. Detekční sonda

frekvenční signál zavádíme na zesilovač přes vhodnou detekční sondu (např. podle obr. 86).

Sledovač i multivibrátor je užitečné zapojit do společné skřínky. Při orientačním nastavování vstupních obvodů je možno, pokud nemáme k dispozici signální generátor, použít signály známých kmitočtů rozhlasových vysílačů.

Pro orientaci jsou nejznámější z nich:

### Pásmo středních vln

Praha	638 kHz
Ústí n/L	701 kHz
Plzeň	953 kHz
Brno	953 kHz
Hradec Králové	1 232 kHz
Praha	1 286 kHz
Ostrava	1 520 kHz
Liberec	1 232 kHz
České Budějovice	1 520 kHz
Karlovy Vary	1 520 kHz

### Pásmo VKV

#### Druhý program

Praha	66,83 MHz
Plzeň	67,34 MHz
Ústí n/L	72,20 MHz
České Budějovice	71,63 MHz
Hradec Králové	67,22 MHz
Brno	71,87 MHz
Ostrava	67,10 MHz
Košice	66,38 MHz
Bratislava	67,76 MHz
Bánská Bystrica	70,94 MHz

#### Třetí program

Praha	68,96 MHz
Plzeň	69,56 MHz
Brno	69,86 MHz

Ostrava	69,08 MHz
Košice	67,94 MHz
České Budějovice	70,07 MHz
Ústí n/L	70,58 MHz
Hradec Králové	69,35 MHz
Bratislava	68,84 MHz
Banská Bystrica	72,50 MHz

Jedním z největších problémů je výroba cívek. Pro křížová vinutí se osvědčuje vždy čas od času, když se dostaneme ke vhodné navíječce, navinout si cívky do zásoby. Vineme je na trn, obalený prokládovým papírem. Průměr trnu se rovná průměru kostičky. Hotové cívky zpevníme vhodným lakem a stáhneme. Cívky by měly mít přibližně odstupňované indukčnosti, např. 100, 200, 500  $\mu$ H apod. Při konkrétním použití pak cívku nasadíme na kostičku a odvineme na potřebnou indukčnost. Místo vf lanka se osvědčuje opředěný drát o  $\varnothing$  0,1 mm CuLH. Základní důvody jsou dva. Za prvé drátem navineme i na horší navíječce poměrně „slušnou“ cívku. V amatérských podmínkách bývá obvykle vf lanko nedokonale připájeno. Výsledek je potom právě opačný než úmysl. Kromě toho se lanko velmi obtížně shání. Činitel jakosti cívky z drátu není o mnoho menší. Dáváme tedy přednost stabilnímu a jednoduššímu provedení.

Zhotovení válcových cívek je podstatně jednodušší. K navíjení je vhodné použít vrtačku, do níž upneme delší svorník M3. Ten poslouží jako trn pro kostičku, kterou přitáhneme matkou s podložkou. Vrtačku upevníme např. do svěráku. Vhodný způsob zajištění vývodů jsme si již uvedli.

Tloušťku navíjecího drátu změříme nejlépe známým způsobem. Na tužku navineme určitý počet závitů. Změříme délku vinutí a dělíme počtem závitů.

Značnou pozornost se vyplatí věnovat zajištění stability vinutí a fixování polohy jader, což má podstatný vliv na dlouhodobou stabilitu rezonančního obvodu. Dodatečné opravy a nové sladování jsou velmi nepříjemné a zabírají podstatně více času.

Vyplácí se i velmi pečlivá kontrola plošných spojů. Vhodné je např. prohlédnout desku proti světlu stolní lampy. Ve spor-

ných případech použijeme ke kontrole ohmmetr.

Samostatnou kapitolou je kontrola součástí, ta značně omezuje řadu zbytečných komplikací. Pokud jde o odpory, je u dosud nepoužitých kusů závada většinou málo pravděpodobná. Vyplatí se však kontrolovat všechny kondenzátory, především elektrolytické. Objektem kontroly bude především jejich svod, méně již kapacita. Nejvíce problémů bývá s tranzistorem. Již dříve uvedená metoda je obvykle postačující. Máme-li možnost použít měřič parametrů, je užitečné kontrolovat zesilovací činitel  $\beta$  a zbytkový proud  $I_{CE0}$ . Zásady pro práci s tranzistorem jsou všeobecně známé. Pájení musí být rychlé, jinak musíme chladit přívody. Přívody nesmíme ohýbat v těsné blízkosti pouzdra. Při zásazích v obvodech tranzistorů je nejlépe odpojovat napájecí zdroj.

V amatérské praxi lze užívat tranzistory druhé a třetí jakosti, které dodává prodejna Tesly Rožnov. Nejvhodnější pro použití jsou polovodiče druhé jakosti, které se liší od běžného provedení pouze nedostatky v povrchové úpravě a prodávají se za poloviční cenu. Na skladě však obvykle bývají pouze některé typy.

Igelitovou (PVC) izolaci zapojovacích drátů odstraňujeme smyčkou pistolové páječky. Zabráníme tak nařiznutí vodiče.

Přívody k jednotlivým součástkám je vhodné označit, např. barevnou tuší. Stejně tak natíráme po skončení práci desky plošných spojů např. řídkým acetonovým lakem. Ten ochrání i celý povrch před vnějšími vlivy. Při práci se pro kontrolu (příp. ověřování nf obvodů) osvědčují zjednodušené praktické vztahy, s jejichž pomocí je možno získat orientační výsledky s dostatečnou přesností.

Napěťové zesílení tranzistoru

$$A_u \sim \frac{h_{21}R_z}{h_{11} + R_g}$$

Proudové zesílení

$$A_i \sim h_{21}$$

Vstupní odpor

$$Z_{vst} \sim h_{11} + R_g$$

Výstupní odpor

$$Z_{výst} \sim R_z$$

Zesílení, resp. útlum čtyřpólů se často udává v dB. Tento údaj se nazývá zisk. Výkonový zisk

$$A_p \text{ [dB]} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}.$$

Napětový zisk

$$A_u \text{ [dB]} = 20 \log \frac{U_2}{U_1}.$$

Proudový zisk

$$A_i \text{ [dB]} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Nejčastěji užívané vztahy napětových poměrů v dB:

+1 dB	+12 ‰
+1 dB	—12 ‰
+3 dB	+30 ‰
—3 dB	—30 ‰
+6 dB	dvojnásobek
—6 dB	polovina
+10 dB	trojnásobek
—10 dB	třetina
+20 dB	desetinásobek
—20 dB	desetina
+40 dB	stonásobek
—40 dB	setina
+60 dB	tisícinásobek
—60 dB	tisícina.

### Měření přijímačů

K objektivnímu zhodnocení „elektrické“ jakosti přijímače je zapotřebí znát celý komplex vlastností a charakteristik, postihujících jednotlivé dílčí celky. K základním vlastnostem každého přijímače patří:

- citlivost, popř. šumové číslo přijímače,
- selektivita,
- charakteristika AVC,
- nízkofrekvenční charakteristika,
- zkreslení,
- výstupní nf výkon.

Existuje ještě řada dalších charakteristických veličin, jako odolnost přijímače

vůči křížové modulaci, zrcadlovým kmitočtům, vyzařování oscilátoru, dlouhodobá stabilita atd. To jsou však údaje, potřebné spíše v profesionální praxi, kterými se nebudeme zabývat. Je logické, že pouze vyhovující elektrické parametry zabezpečují jakost přijímače. Naopak pro běžného posluchače je kritériem k posouzení přístroje především jeho vzhled, konstrukční nápaditost a spolehlivá činnost. Teprve souhrn výsledků, získaných ze všech uvedených hledisek může dát jednoznačný názor na jakost. Uvedme si některá základní měření elektrických vlastností přijímače.

### Citlivost

Citlivost se v praxi měří za dvou různých předpokladů:

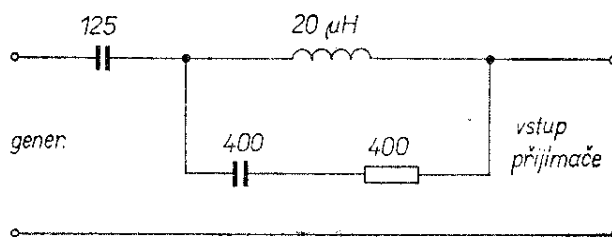
a) Citlivost se definuje úrovní vstupního signálu, potřebnou k dosažení určitého (smlouveného) poměru signál/šum.

b) Citlivost se definuje úrovní vstupního signálu, potřebnou k dosažení určitého (smlouveného) výstupního výkonu. Poměr signál/šum z případu a) je normou stanoven na 26 dB nebo 10 dB.

Výstupní výkon z případu b) je 50 nebo 500 mW.

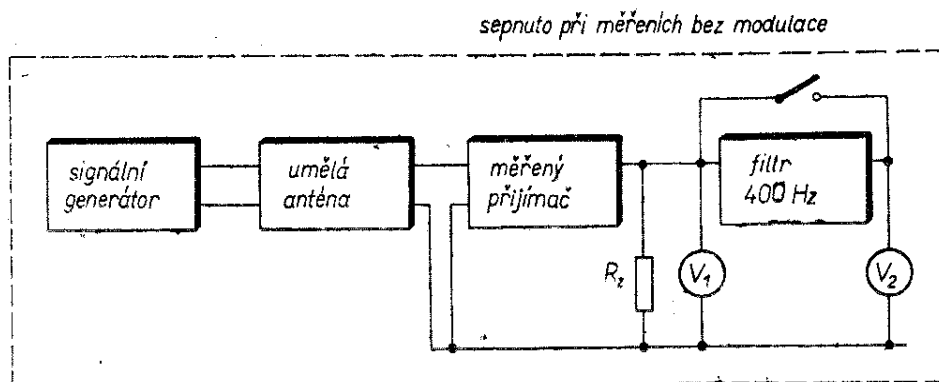
Pro měření platí:

Vstup přijímače musí být vhodně přizpůsoben k výstupu měřicího signálního generátoru. Na rozsahu 0,1 až 30 MHz to znamená použít umělou anténu (obr. 87). Na rozsahu FM se předpokládá impedanční přizpůsobení. U přijímačů se symetrickým vstupem 300 Ω je nutno použít sy-



Obr. 87. Umělá anténa

Obr. 88. Uspořádání přístrojů k měření citlivosti



metrizační člen. Výstup přijímače musí být zakončen jmenovitým zatěžovacím odporem  $R_z$ , regulátor hlasitosti vytočen naplno.

Základní schéma měření pro oba případy je na obr. 88.

Postup měření: na signálním generátoru nastavíme příslušný kmitočet, modulaci 400 Hz, 30 %. Výstupním děličem generátoru nastavíme potřebný výstupní výkon, indikovaný voltmetrem  $V_1$ . Poznamenejme si nastavení děliče. Vypneme modulaci a přečteme údaj  $V_2$ . Zapneme znovu modulaci a děličem generátoru nastavíme na voltmetru  $V_2$  stejnou výchylku. Znovu přečteme údaj děliče.

Napětový poměr jednotlivých údajů výstupního děliče generátoru udává poměr signál/šum. Obvykle bývají děliče cejchovány v dB. Potom rozdíl obou údajů je přímo roven poměru signál/šum v dB pro předepsaný výstupní výkon.

Při měření citlivosti, omezené šumem, postupujeme takto: při nastavení výstupního děliče generátoru na nulu přečteme údaj  $V_2$ . Potom zvyšujeme signální napětí tak, aby údaj  $V_2$  byl o 26 dB větší. Odpovídající nastavení výstupního děliče udává příslušnou velikost vstupního napětí.

Při měření citlivosti se vyskytuje řada problémů. Mezi ně patří potíže s rušivými signály, ať už vysokofrekvenčního, pulsního nebo síťového původu. Rovněž zkreslení signálu má vliv na nepřesnost výsledků. Citlivost se měří v elektricky stíněném prostoru, na výstup přijímače se zařazují různé filtry, optimalizující měření. Potřebné údaje pro přesné měření citlivosti poskytují příslušné normy [6, 7].

Citlivost se měří v několika bodech příslušného rozsahu. Obvykle se udává nejmenší naměřený údaj.

Ke srovnání různých přijímačů bez ohledu na šířku pásma a zpracování signálu se používá tzv. šumové číslo přijímače  $F$ . Vychází se ze srovnání ideálního (bezšumového) a měřeného přijímače. U bezšumového přijímače by byl šum, naměřený na výstupu, úměrný zesílenému šumu antény. Vzhledem k tomu, že jakýkoli přijímač má určitou míru vlastního šumu, naměříme v praxi vždy větší velikost.

Poměr naměřeného šumu k vypočítanému šumu antény (příslušně zesílenému) je šumové číslo přijímače  $F$ .

$$F = 10 \log \frac{N_{\text{ant}} + N_{\text{přij}}}{N_{\text{ant}}}$$

Vztah udává, kolikrát je při připojení antény šum skutečného přijímače větší než šum ideálního přijímače.

Princip měření: na vstup přijímače se zapojí výstup generátoru šumu. Velikost jeho vnitřního odporu  $R_i$  musí být rovna charakteristickému odporu antény. Při vypnutém generátoru změříme výstupní šumový výkon přijímače včetně antény, která je nahrazena odporem. Tedy

$$N_1 = A(N_{\text{ant}} + N_{\text{přij}}),$$

kde  $A$  je zesílení.

Zapneme generátor šumu a regulátorem šumové úrovně nastavíme takovou velikost šumu, až se výstupní šumový výkon přijímače zdvojnásobí.

$$N_2 = A(N_{\text{gen}} + N_{\text{ant}} + N_{\text{prij}}).$$

Zde je důležité, aby pro dvojnásobný výstupní výkon byl poměr  $\frac{N_{\text{gen}}}{N_{\text{ant}}}$  rovněž dvojnásobný. Proto obvykle bývá nutné vyřadit z činnosti AVC.

Je-li tedy

$$\frac{N_2}{N_1} = 2,$$

potom

$$N_{\text{gen}} + N_{\text{ant}} + N_{\text{prij}} = 2(N_{\text{ant}} + N_{\text{prij}})$$

a tedy

$$N_{\text{gen}} = N_{\text{ant}} + N_{\text{prij}}.$$

Vztah pro šumové číslo  $F$  je možno upravit

$$F = \frac{N_{\text{ant}} + N_{\text{prij}}}{N_{\text{ant}}} = \frac{N_{\text{gen}}}{N_{\text{ant}}}.$$

Šumový výkon antény jako odporu je nezávislý na odporu antény

$$N_{\text{ant}} = 4kT_0\Delta f.$$

Šumový výkon generátoru, osazeného např. diodou 1NA31, je úměrný vztahu

$$N_{\text{gen}} = 2e\Delta f I_d R_i,$$

kde  $e$  je náboj elektronu [ $1,6 \cdot 10^{-19}$  C],

$I$  proud šumové diody [A],

$R_i$  vnitřní odpor generátoru.

Potom šumové číslo

$$F = \frac{N_{\text{gen}}}{N_{\text{ant}}} = 10 \log 20 I_d R_i \text{ [dB; mA, k}\Omega\text{]}.$$

Z proudu diody  $I_d$  a velikosti odporu  $R_i$  tak můžeme přímo určit šumové číslo  $F$ . Stupnice továrních šumových generátorů bývají obvykle cejchovány přímo v šumových číslech.

Šumové číslo definuje citlivost v oblasti minimálních vstupních signálů, což z praktického hlediska není pro jakost přijímače rozhodující. Smysl šumového čísla vystupuje především u mimořádně citlivých zařízení, kdy je užitečný pro jejich vzájemné srovnání.

## Rozpiska součástek

Deska se vstupními obvody

### Odpory

$R_1$ 470 $\Omega$	$R_{15}$ 0,1 M $\Omega$
$R_2$ 3,9 k $\Omega$	$R_{101}$ 12 k $\Omega$
$R_3$ 22 k $\Omega$	$R_{102}$ 0,1 M $\Omega$
$R_4$ 4,7 k $\Omega$	$R_{103}$ 330 $\Omega$
$R_5$ 680 $\Omega$	$R_{104}$ 1,5 k $\Omega$
$R_6$ 3,9 k $\Omega$	$R_{105}$ 6,8 k $\Omega$
$R_7$ 27 k $\Omega$	$R_{106}$ 0,15 M $\Omega$
$R_8$ 1 k $\Omega$	$R_{107}$ 1,5 k $\Omega$
$R_9$ 1,5 k $\Omega$	$R_{108}$ 33 $\Omega$
$R_{10}$ 3,9 k $\Omega$	$R_{109}$ 22 k $\Omega$
$R_{11}, R_{12}$ 12 k $\Omega$	$R_{110}$ 2,7 k $\Omega$
$R_{13}$ 0,39 M $\Omega$	$R_{111}$ 10 k $\Omega$
$R_{14}$ 4,7 k $\Omega$	$R_{112}$ 15 k $\Omega$

Všechny odpory jsou typu TR 112.

### Kondenzátory

$C_1$ 15 pF, TK 722	$C_{19}$ 68 nF, TK 749
$C_2$ 47 pF, TK 319	$C_{101}$ 2,2 pF, TK 722
$C_3$ 1 nF, TK 752	$C_{102}$ 3 až 30 pF, PN 703 01
$C_4$ 15 nF, TK 749	$C_{103}$ 33 nF, TK 749
$C_5$ 6,8 pF, TK 722	$C_{104}, C_{105}, C_{106}$ 68 nF, TK 749
$C_6$ 27 pF, TK 308	$C_{107}$ 270 pF, TC 281
$C_7$ 2,2 pF, TK 722	$C_{108}$ 22 nF, TK 749
$C_8, C_{10}, C_{12}$ 82 pF, TK 319	$C_{109}$ 68 nF, TK 749
$C_9$ 1 nF, TK 752	$C_{110}, C_{112}, C_{116}, C_{118}$ 470 pF, TK 423
$C_{11}$ 1,5 pF, TK 722	$C_{111}$ 3 až 30 pF, PN 703 01
$C_{13}$ 1 nF, TC 281	$C_{112}, C_{116}$ 8,2 pF, TK 722
$C_{14}$ 12 pF, TK 722	$C_{117}$ 47 nF, TK 749
$C_{15}$ 1 nF, TK 752	$C_{118}$ 22 pF, TK 722
$C_{16}$ 27 pF, TK 308	$C_{119}$ 68 nF, TK 749
$C_{17}$ 12 pF, TK 722	$C_{120}$ 22 nF, TK 749
$C_{18}$ 3,3 nF, TK 749	

### Ladící kondenzátor

AM 2 $\times$ 10 až 450 pF	1 PN 705 26
FM 2 $\times$ 6 až 22 pF	

### Diody

$D_1$ KA201	$D_{101}$ GA203
-------------	-----------------

### Tranzistory

$T_1$ GF505	$T_{101}$ OC170
$T_2$ GF506	$T_{102}$ OC170
$T_3$ GF501	$T_{103}$ OC170

Deska mf zesilovačů

### Odpory

$R_{16}$ 3,9 k $\Omega$	$R_{38}$ 3,9 k $\Omega$
$R_{17}$ 22 k $\Omega$	$R_{34}, R_{35}$ 680 $\Omega$
$R_{18}$ 1 k $\Omega$	$R_{36}, R_{37}$ 5,6 k $\Omega$
$R_{19}$ 3,9 k $\Omega$	$R_{38}$ 68 k $\Omega$
$R_{20}$ 470 $\Omega$	$R_{39}$ 47 $\Omega$
$R_{21}, R_{23}$ 22 k $\Omega$	$R_{40}$ 3,9 k $\Omega$
$R_{22}, R_{24}$ 3,9 k $\Omega$	$R_{41}$ 18 k $\Omega$
$R_{25}$ 1 k $\Omega$	$R_{42}$ 1,2 k $\Omega$
$R_{26}$ 15 k $\Omega$	$R_{43}$ 820 $\Omega$
$R_{27}$ 270 $\Omega$	$R_{44}$ 5,6 k $\Omega$
$R_{28}$ 3,9 k $\Omega$	$R_{45}$ 0,1 M $\Omega$
$R_{29}$ 18 k $\Omega$	$R_{113}$ 47 $\Omega$
$R_{30}$ 1 k $\Omega$	$R_{114}$ 0,39 M $\Omega$
$R_{31}$ 15 $\Omega$	$R_{115}$ 47 k $\Omega$
$R_{32}$ 220 $\Omega$	$R_{116}$ 2,2 k $\Omega$

$R_{117}$	82 k $\Omega$	$R_{128}$	33 k $\Omega$
$R_{118}$	10 k $\Omega$	$R_{129}$	680 $\Omega$
$R_{119}$	560 $\Omega$	$R_{130}$	10 k $\Omega$
$R_{120}$	1 k $\Omega$	$R_{131}$	100 $\Omega$
$R_{121}$	100 $\Omega$	$R_{132}$	1 k $\Omega$
$R_{122}$	0,33 M $\Omega$	$R_{133}$	560 $\Omega$
$R_{123}$	10 k $\Omega$	$R_{134}, R_{135}$	820 $\Omega$
$R_{124}$	0,15 M $\Omega$	$R_{136}, R_{137}$	6,8 k $\Omega$
$R_{125}$	2,2 k $\Omega$	$R_{138}$	390 $\Omega$
$R_{126}$	2,7 k $\Omega$	$R_{139}$	1,2 k $\Omega$
$R_{127}$	10 k $\Omega$	$R_{140}$	82 $\Omega$

Všechny odpory jsou typu TR 112.

#### Kondenzátory

$C_{20}$	10 nF, TK 749	$C_{43}$	6,8 nF, TK 749
$C_{21}, C_{22}$	82 pF, TK 319	$C_{43}$	3,3 nF, TK 749
$C_{22}$	1,5 pF, TK 722	$C_{44}$	10 nF, TK 749
$C_{23}$	1 nF, TC 281	$C_{45}$	68 nF, TK 749
$C_{24}$	33 nF, TK 749	$C_{46}$	2 $\mu$ F TC 943
$C_{25}$	10 nF, TK 749	$C_{121}$	10 $\mu$ F, TC 923
$C_{27}$	82 pF, TK 319	$C_{122}, C_{124}$	68 nF, TK 749
$C_{28}$	4,7 pF, TK 722	$C_{123}$	22 nF, TK 749
$C_{29}$	1,5 pF, TK 722	$C_{125}$	2,2 pF, TK 722
$C_{30}$	82 pF, TK 319	$C_{126}$	470 pF, TK 423
$C_{31}$	1 nF, TC 281	$C_{127}$	3,3 nF, TK 749
$C_{32}$	10 $\mu$ F, TC 941	$C_{128}$	68 nF, TK 749
$C_{33}$	30 nF, TK 749	$C_{129}, C_{130}, C_{131}$	33 nF, TK 749
$C_{34}$	33 nF, TK 749	$C_{132}, C_{134}$	50 $\mu$ F, TC 941
$C_{35}$	33 pF, TK 308	$C_{133}$	10 nF, TK 749
$C_{36}$	39 nF, TK 749	$C_{135}$	10 $\mu$ F, TC 923
$C_{37}$	82 pF, TK 319	$C_{136}$	68 nF, TK 749
$C_{38}$	47 pF, TK 319	$C_{137}$	22 nF, TK 749
$C_{39}, C_{40}$	470 pF, TK 423	$C_{138}$	6,8 nF, TK 749
$C_{41}$	2 $\mu$ F, TC 923		

#### Indukčnosti

$TL_2$	na feritovém jádru M4
$L_{108}$	cívkové tělísko QA 261 77
	destička QA 261 76
	sestava hrnečku WA 436 70 – C 5
	WA 436 71 – C 5
	jádro WA 436 55 – C 5
	držák QA 691 62
	stin. kryt QA 691 58

$L_7$  až  $L_{12}$  viz obr. 44

#### Diody

$D_2, D_6, D_8, D_7, D_{102}, D_{108}$	GA203
$D_5, D_4$	GA206 (pár.)

#### Tranzistory

$T_4$ až $T_8$	0C170	$T_{107}$	KC509
$T_{104}, T_{105}$	0C170	$IO$	MAA145
$T_{106}$	156 NU70		

#### Deska nf zesilovače

$R_{46}$	22 k $\Omega$	$R_{59}$	2,7 k $\Omega$
$R_{47}$	5,6 k $\Omega$	$R_{60}$	0,47 M $\Omega$
$R_{48}$	2,2 k $\Omega$	$R_{61}$	22 M $\Omega$
$R_{49}$	6,8 k $\Omega$	$R_{62}$	3,3 k $\Omega$
$R_{50}, R_{51}$	1,2 k $\Omega$	$R_{63}, R_{65}, R_{67}$	3,9 k $\Omega$
$R_{52}$	15 k $\Omega$	$R_{64}$	5,6 k $\Omega$
$R_{53}$	150 $\Omega$	$R_{66}$	0,1 M $\Omega$
$R_{54}, R_{56}$	3,9 k $\Omega$	$R_{68}$	2,7 k $\Omega$
$R_{55}$	2,2 k $\Omega$	$R_{69}$	22 k $\Omega$
$R_{57}$	18 k $\Omega$	$R_{70}$	15 $\Omega$
$R_{58}$	390 $\Omega$	$R_{71}, R_{72}$	1 k $\Omega$

$R_{78}$	390 $\Omega$	$R_{80}$	470 $\Omega$
$R_{74}$	56 k $\Omega$	$R_{81}, R_{88}$	10 $\Omega$
$R_{75}$	2,2 k $\Omega$	$R_{82}$	56 $\Omega$
$R_{76}$	820 $\Omega$ , WN 790 25	$R_{84}$	470 $\Omega$
$R_{77}$	5,6 k $\Omega$	$R_{85}$	56 $\Omega$
$R_{78}$	2,2 k $\Omega$	$R_{86}$	1,5 k $\Omega$
$R_{79}$	22 $\Omega$	$R_{87}$	2,7 k $\Omega$

#### Kondenzátory

$C_{47}$	5 $\mu$ F, TC 942	$C_{57}$	10 $\mu$ F, TC 941
$C_{48}$	100 $\mu$ F, TC 941	$C_{58}, C_{59}$	0,1 $\mu$ F, TK 750
$C_{49}$	20 $\mu$ F, TC 964	$C_{60}$	6,8 nF, TK 749
$C_{50}, C_{51}$	3,3 nF, TK 749	$C_{61}$	10 $\mu$ F, TC 941
$C_{52}$	6,8 nF, TK 749	$C_{62}$	2 $\mu$ F, TC 943
$C_{53}$	1 nF, TK 752	$C_{63}$	50 $\mu$ F, TC 962
$C_{54}$	20 $\mu$ F, TC 964	$C_{64}, C_{65}$	20 $\mu$ F, TC 964
$C_{55}$	2,2 nF, TC 191	$C_{66}$	1 nF, TK 752
$C_{56}$	1 $\mu$ F, TC 904	$C_{67}$	20 $\mu$ F, TC 942

#### Diody

$D_8$  až  $D_{10}$  KA501

#### Tranzistory

$T_9$	KC509	$T_{13}, T_{14}$	KF 506
$T_{10}, T_{11}$	107NU70	$T_{15}$	GC509
$T_{12}$	103NU71	$T_{16}$	KF506

#### Tyristor

$Ty_1$  KT501

Rozpiska elektrických součástí mimo plošné desky

#### Potenciometry

$P_1$	25 k $\Omega$ , logar., TP 281 se spínačem
$P_2$	50 k $\Omega$ , lin., TP 280
$P_8$	25 k $\Omega$ , lin., TP 280

#### Přepínače

$Př_1$	3 AN 533 23
$Př_2$	3 AN 533 23

#### Tranzistory

$T_{17}, T_{18}$  KU601

#### Termistor

TZO TR N2 – 2200

#### Diody

$D_{11}$ až $D_{14}$	KY702
$D_{15}$	6NZ70

#### Odpory

$R_{48}$	2,2 k $\Omega$ , TR 112	$R_{90}$	10 $\Omega$ , TR 144
$R_{88}$	220 $\Omega$ , TR 507 (6 W)	$R_{91}$	0,5 $\Omega$ (vinuto odporovým drátem)
$R_{89}$	150 $\Omega$ , TR 154	$R_{92}$	0,5 $\Omega$ (vinuto odporovým drátem)

#### Kondenzátory

$C_{68}$	0,15 $\mu$ F, TC 181	$C_{71}$	22 nF, TC 276
$C_{69}$	0,1 $\mu$ F, TC 181	$C_{72}, C_{73}$	1 000 $\mu$ F/25 V, TC 936
$C_{70}$	200 $\mu$ F/12 V, TC 943		
		$C_{74}$	2 000 $\mu$ F/50 V, TC 937

Tab. 1. Cívky pro vstupní obvody

Ozna- čení	Druh vinutí	Počet závitů	Drát o $\varnothing$ [mm]	Kostříčka	Jádro	Poznámka
$L_1$	válc.	$2 \times 3,5$	0,6 CuL	$\varnothing 5$ mm	ferit M4	bifilárně
$L_2$	válc.	7	0,6 CuL + H			
$L_3$	válc.	3,5	0,8 CuL			mezera mezi závity 1,5 mm
$L_4, L_5$	pásmová propust, je popsána v části o mf zesilovači					
$L_6$	válc.	3	0,8 CuL	$\varnothing 5$ mm	ferit M4	mezera mezi závity 1,5 mm
$L_{101}$	kříž.	220	0,1 CuL + H		ferocart	ind. bez jádra 270 $\mu$ H
$L_{102}$	kříž.	270	0,1 CuL + H			ind. bez jádra 400 $\mu$ H
$L_{103}$	válc.	10	0,1 CuL + H			
$L_{104}$	kříž.	120	0,1 CuL + H			ind. bez jádra 90 $\mu$ H
$L_{105}$ $L_{106}$ $L_{107}$	do sekcí	205	0,1 CuL + H	hrníček		viz rozpiska součástek
$TL_1$	válc.	16	0,3 CuL	—	ferit M4	přímo na ferit

$L_{101}, L_{102}, L_{104}$  – šířka vinutí 5 mm. Vzdálenost  $L_{103}$  od  $L_{104}$  je 3 mm.

$L_{105}, L_{106}, L_{107}$  – cívkové tělísko QA 261 77, destička QA 261 76, sestava hrníčku WA 436 70 (71) – C5, jádro WA 436 55 – C5, držák QA 691 62, kryt QA 691 58

Tab. 2. Naměřené odpory diod a tranzistorů

Tranzistor	Odpor $R_{BE}$ ve směru		Odpor $R_{BC}$ ve směru	
	závěr- ném	propust- ném	závěr- ném	propust- ném
KC509	—	800 $\Omega$	—	800 $\Omega$
106NU70	200 k $\Omega$	150 $\Omega$	200 k $\Omega$	150 $\Omega$
156NU70	—	250 $\Omega$	—	250 $\Omega$
0C170	15 k $\Omega$	250 $\Omega$	300 k $\Omega$	150 $\Omega$
KU601	—	500 $\Omega$	—	500 $\Omega$
KF506	—	600 $\Omega$	—	600 $\Omega$

## Literatura

- [1] Čermák, J.: Tranzistorová technika. SNTL: Praha 1967.
- [2] Siforov, V. I.: Radiové přijímače. SNTL: Praha 1955.
- [3] Eichler, J.: Demodulační obvody. SNTL: Praha 1963.
- [4] Siemens Halbleiter Schaltbeisp., 1969.
- [5] Teichmann, J.: Zesilovače třídy B, příkon a dissipace. HaZ 8/69.
- [6] Norma ČSN 36 7090: Měření rozhl. přijímačů AM.
- [7] Norma ČSN 36 7091: Měření rozhl. přijímačů FM.

# Jakmile se seznámíte „na vlastní uši“ S E S T E R E O F O N I Í, stanete se jejím T R V A L Ý M C T I T E L E M !

Při poslechu v koncertní síni vnímáte prostorové rozložení hudby. Zleva slyšíte např. první housle, harfy a dřeva, zprava violoncella, basy, žestě, vzadu bicí nástroje. U normálního (monaurálního) radio-přijímače se všechny nástroje ozývají z jednoho místa, takže poslech je „plochý“ – nemá prostor. Tento problém vyřešila stereofonie.

Stereofonně lze reprodukovat z gramofonu, magnetofonu a poslední novinkou je rozhlasová stereofonie.

Čs. rozhlas vysílá stereo-programy vždy v úterý od 13—17 hod., v sobotu od 13—18 a od 20—22 hod., v neděli od 13—15 hod. Tedy celkem 13 hod. týdně. Počet hodin se bude zvyšovat.

Nové čs. stereofonní radiopřijímače TESLA STEREO-DIRIGENT a hudební skříň PRELUDIUM jsou vybaveny 2 reprosoustavami, nezávislou korekcí hloubek a výšek, samočinným doladováním kmitočtu (AFC) na VKV, přípojkami pro reprosoustavy, venkovní anténu, magnetofon a gramofon. Mají všechny 4 základní vlnové rozsahy (DV, SV, KV, VKV). Můžete nahrávat na stereofonní magnetofon i přehrávat z gramofonu gramodesky stereo. U PRELUDIA je gramofon již vestavěn.

V prodejnách TESLA vám oba přijímače ochotně a nezávazně předvedou. Nemusíte hned kupovat!

**STEREO-DIRIGENT Kčs 3 350**

**PRELUDIUM Kčs 4 650**

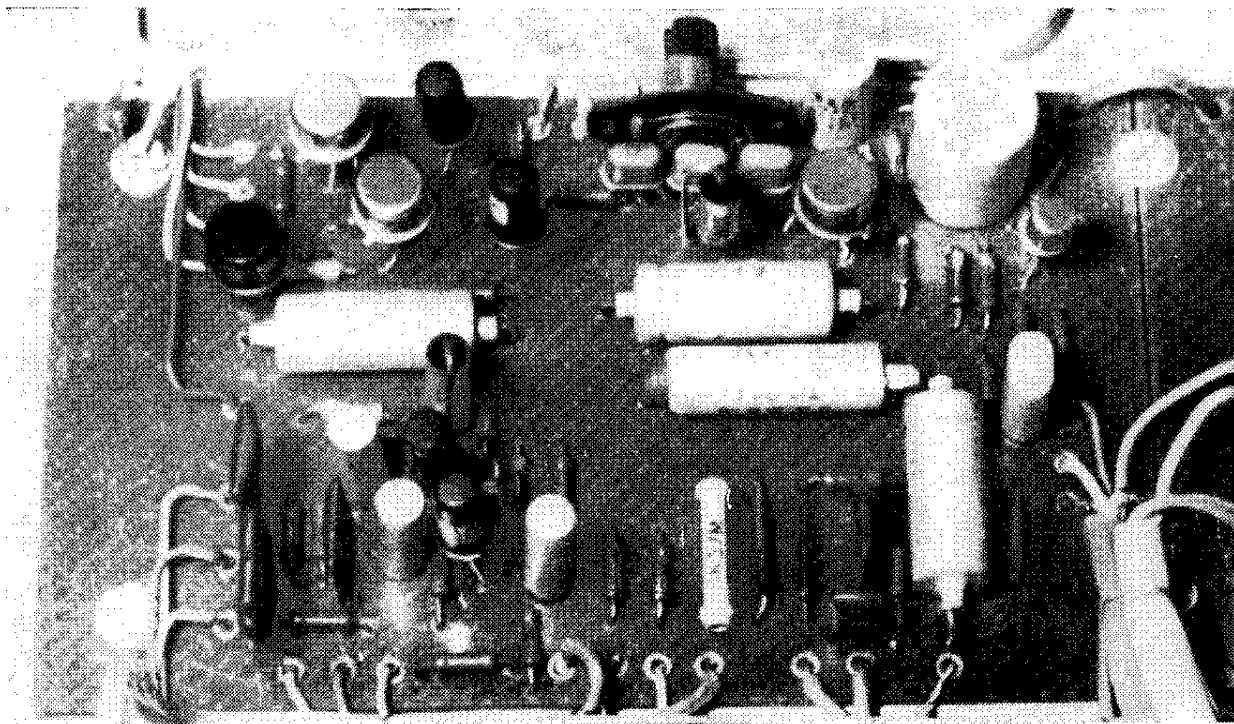
## Adresy prodejen TESLA v Československé socialistické republice:

Praha 1, Martinská 3; Praha 1, Národní 25 (pasáž Metro); Praha 2, Slezská 4; Praha 1, Soukenická 3; Praha 8, Sokolovská 146; Čes. Budějovice, Jírovcova 5; Jablonec, Lidická 8; Ústí n. L., Pařížská 19; Děčín, Prokopa Holého 21/135; Chomutov, Puchmajerova 2; Liberec, Pražská 24/142; Teplice, ul. 28. října 17/858; Cheb, tř. Svobody 26; Pardubice, Jeremenkova 2371; Králupy, nám. Čs. armády 362; Ostrava, Gottwaldova 10; Olomouc, nám. Rudé arm. 21; Frýdek-Místek, sídliště Riviera; Havířov VI, Zápotockého 63; Brno, tř. Vítězství 23; Brno, Františkánská 7; Prostějov, Žižkovo nám. 10; Jihlava, nám. Míru 66; Uherský Brod, Moravská 92. **Akviz. prodejny:** Bruntál, Jesenická 2; Příbor, Místecká ul.; Uherský Brod, u nádraží; Ban. Bystrica, Malinovského 2; Bratislava, Červenej armády 8 a 10; Bratislava-Pošť, Borodáčova 96 (velkoobch. prodejna); Trenčín, Ľudový háj 3; Košice-Nové Mesto, Dôm služieb Luník I; Prešov, Slovenské republ. rad; Kežmarok, Sovetské armády 50; Michalovce, Dôm služieb, II. patro. **Akviz. predajny:** Nové Mesto n. V., OPMP; Komárno, PRIEMKO; Nitra, KOVOPLAST; Trnava, ELEKTROKOV; Topoľčiany, KOVOPODNIK.

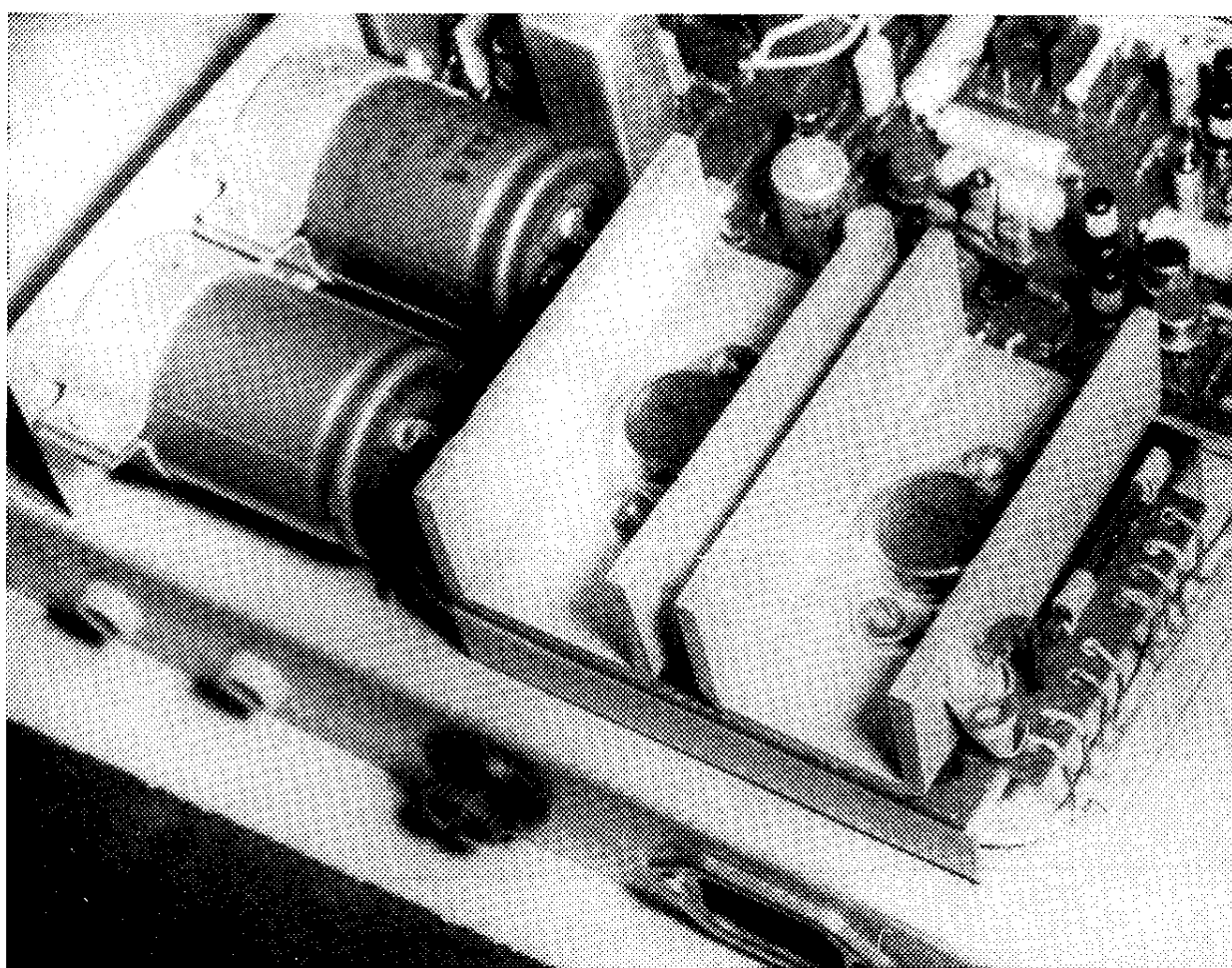
P R O D E J N Y

**TESLA**

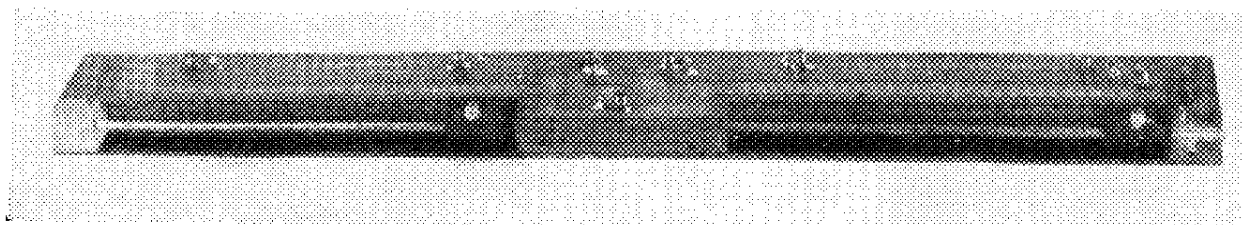




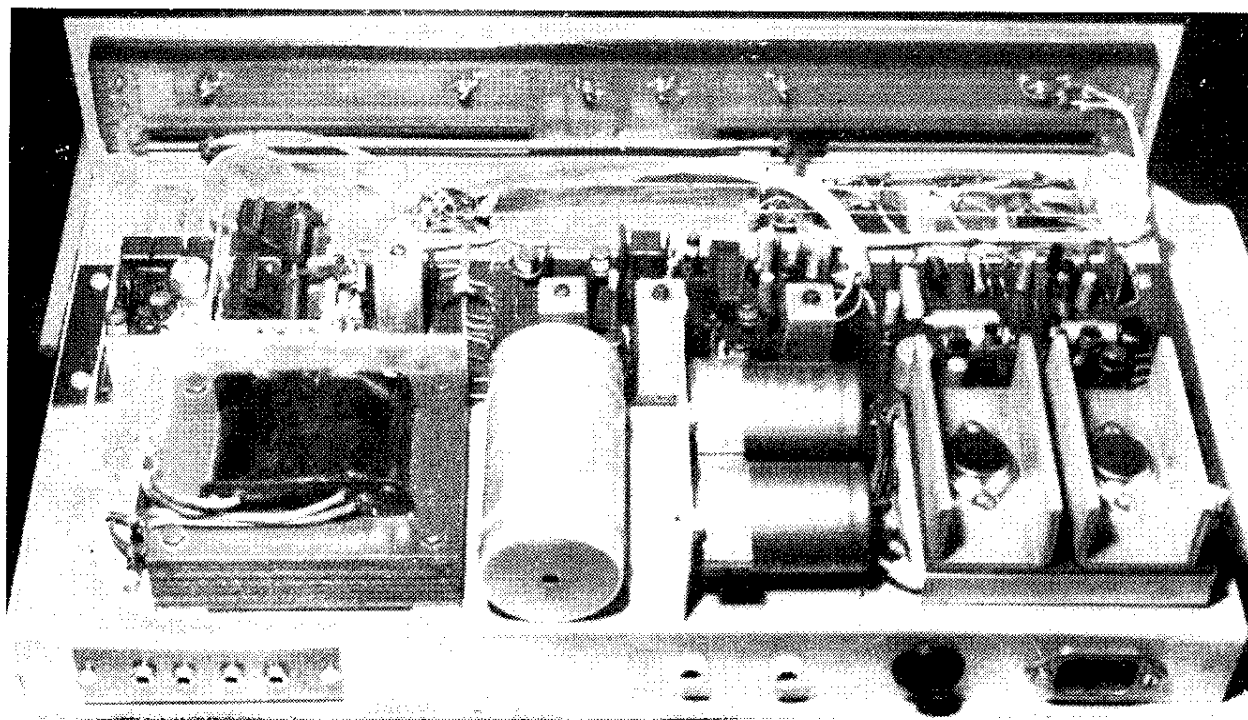
*Obr. 52. Osazená deska nf zesilovače*



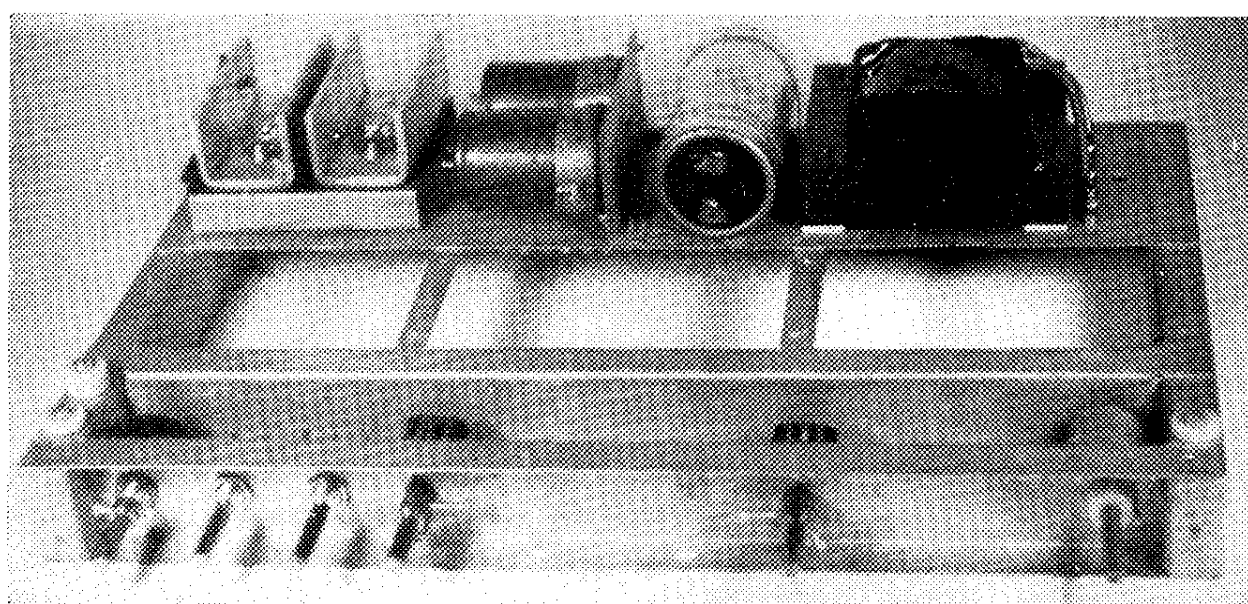
*Obr. 56. Detail chladičů koncových tranzistorů*



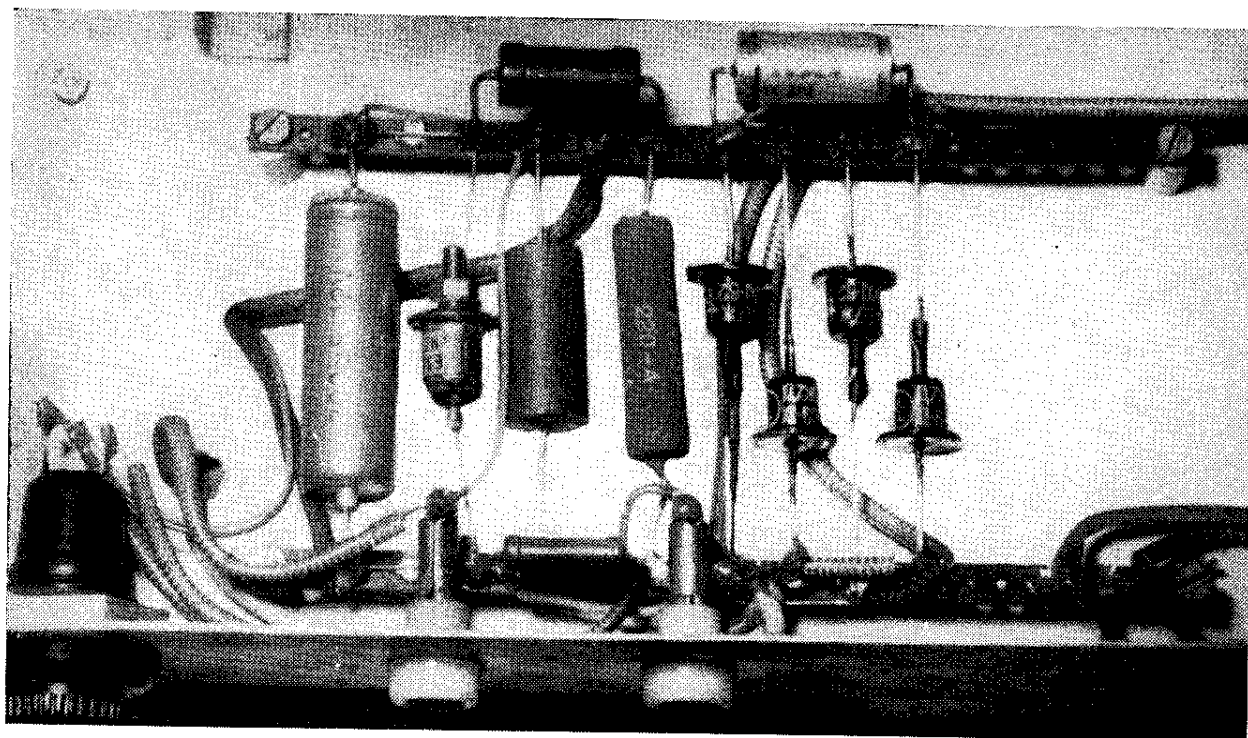
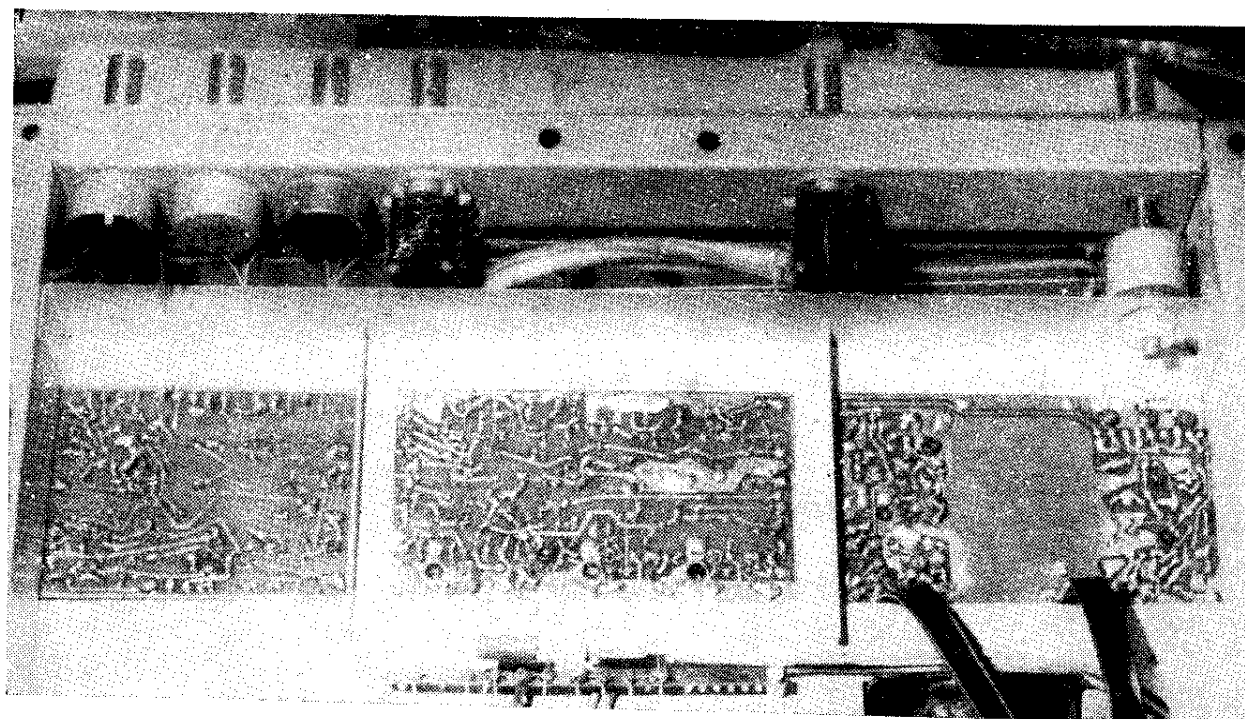
*Obr. 62. Stupnice ze zadní strany*



*Obr. 67. Montáž součástí na šasi*



*Obr. 69. Šasi přijímače*



*Šasi přijímače ze strany plošných spojů a síťová část*

## **RADIOVÝ KONSTRUKTÉR**

– vydává Vydavatelství MAGNET, Praha 1., Vladislavova 26, telefon 234355-7 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 223630 ● Redakční rada: K. Bartoš, ing. J. Čermák, CSc, K. Donát, O. Filka, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hynan, J. Krčmárik, ZMS, K. Novák, ing. O. Petráček, M. Procházka, ing. K. Pytner, ing. J. Vackář, CSc, laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27.– Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel ● Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Naše vojsko, závod 01, Na valech 1, Praha – Dejvice ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 23. října 1970

© Vydavatelství Magnet Praha